



Universidad Carlos III de Madrid

DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y LA COMUNICACIÓN

TRABAJO FINAL DE GRADO:

**DISEÑO DE UNA ANTENA RECTIFICADORA EN LA BANDA
UHF PARA LA CAPTACIÓN DE ENERGÍA
ELECTROMAGNÉTICA**

Grado en Ingeniería de Sistemas de Comunicaciones

Autor: Sandro López Arranz

Dirigida por: Jose Luis Vázquez Roy

Índice general

1.	6
1.1. Resumen	6
1.2. Introducción	6
1.3. Estado del arte	7
1.3.1. Usos de las rectenas	7
1.3.2. Diferentes tipos de antenas	8
1.3.3. Diferentes esquemas del circuito rectificador	9
1.3.4. Diferentes topologías de rectenas	10
1.4. Objetivos	12
2. Alternativas de diseño	13
2.1. Diseño de la antena	13
2.1.1. Antena inicial	13
2.1.2. Mejora de la Antena	15
2.1.3. Array de antenas diseñadas	18
2.2. Posibles Redes de formación de haz	19
2.2.1. Diseño con elementos ideales	19
2.2.2. Circuito diseñado	20
2.2.3. Solución final	22
2.3. Diseño del circuito rectificador	24
2.3.1. Adaptación	27
2.3.2. Rectificación de la señal	27
3. Resultados y evaluación	28
3.1. Fabricación de prototipos	28
3.1.1. Antenas	28
3.1.2. Red BFN	29
3.1.3. Unión Antenas-Red BFN	33
3.1.4. Circuito rectificador	34
3.2. Enlace completo	37
3.2.1. Resultados teóricos	38
3.2.2. Prueba del Sistema completo	39
4. Conclusiones	40

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	2
A. Marco regulador	42
A.1. Estándares técnicos	42
A.1.1. Tecnología WIFI	42
A.2. Potencia de transmisión en elementos de corto alcance (SRD)	42
A.2.1. Regulación Americana	43
A.2.2. Regulación Europea	43
A.2.3. Regulación Nacional	43
B. Entorno Socio-Económico	44
B.1. Impacto Social	44
B.1.1. Entorno Nacional	44
B.1.2. Entorno Europeo	44
B.2. Planificación	45
B.3. Presupuesto de elaboración	47
B.3.1. Recursos materiales	47
B.3.2. Recursos Humanos	47
C. Abstract	48
D. Hoja de características HSMS-281x	56
Bibliografía	67

Índice de figuras

1.1. Diagrama de bloques funcionamiento Rectena	7
1.2. Antena de Parche	8
1.3. Antena tipo dipolo	8
1.4. Dipolo Antipodal	9
1.5. Esquemático Circuito Simple	9
1.6. Esquemático circuito doblador	10
1.7. Esquemático circuito Greinacher	10
1.8. Esquema diseño rectenas en serie	11
1.9. Esquema diseño Unión de Antenas mediante un combinador	11
2.1. Diseño antena inicial	13
2.2. Parámetro S_{11}	14
2.3. Sistema referencia coordenadas esféricas	14
2.4. Ganancia de la antena inicial en $\theta=90^\circ$, ϕ entre -180° y 180°	15
2.5. Ganancia de la antena inicial en $\phi=0^\circ$, θ entre 0° y 180°	15
2.6. Esquema antena Tipo Yagi	16
2.7. Modelo antena con parásitos	16
2.8. Parámetro S_{11}	16
2.9. Ganancia de la antena con parásitos en $\theta=90^\circ$, ϕ entre -180° y 180°	17
2.10. Ganancia de la antena con parásitos en $\phi=0^\circ$, θ entre 0° y 180°	17
2.11. Ganancia del array en $\theta=90^\circ$, ϕ entre -180° y 180°	18
2.12. Ganancia del array en $\phi=0^\circ$, θ entre 0° y 180°	18
2.13. Dibujo conceptual de la red BFN	19
2.14. Parámetros S de la BFN ideal	20
2.15. Esquema de la BFN	21
2.16. Parámetros S de la red BFN	22
2.17. Solución final de la red BFN	22
2.18. Diseño final de la red BFN	23
2.19. Parámetros S de la red BFN final	24
2.20. Diagrama Bloque Circuito Rectificador	24
2.21. Parámetros del modelo no ideal de los diodos utilizados	25
2.22. Esquema del circuito	26
2.23. Adaptación del circuito para distintos niveles de potencia de entrada	27

3.1. Prototipos de las antenas	28
3.2. Comparativa de la adaptación entre los prototipos y la antena simulada	29
3.3. Foto red BFN	29
3.4. Comparativa de la adaptación de la red de adaptación cargada con 50Ω y la simulación . .	30
3.5. Parámetros S de la red BFN referentes al puerto de salida (Puerto 1)	31
3.6. Parámetros S de la red BFN referentes a los puertos de entrada	32
3.7. Montaje de la unión de las antenas en la red BFN con las antenas en horizontal	33
3.8. Montaje de la unión de las antenas en la red BFN con las antenas en vertical	33
3.9. Adaptación a la entrada del divisor cargado con las antenas	34
3.10. Circuito Rectificador	34
3.11. Relación Potencia de entrada - Tensión de Salida (Medida)	35
3.12. Modelo de diseño del arreglo del circuito rectificador	35
3.13. Adaptación simulada del nuevo circuito para diferentes potencias de entrada	36
3.14. Circuito con el arreglo incorporado	36
3.15. Adaptación del nuevo circuito rectificador para diferentes potencias de entrada	37
3.16. Relación Potencia - Voltaje de salida en el circuito vs Simulación	37
3.17. Montaje completo de la rectena	38
3.18. Tensión de salida del circuito simulado	39
3.19. Prueba de la rectena	39
 B.1. Esquema Gantt del proyecto	 46
 C.1. Antenna schematic	 48
C.2. Antenna matching	48
C.3. Gain of the antenna	49
C.4. Rectifying circuit design	50
C.5. Matching of the rectifying circuit for different levels of input power	51
C.6. BFN network design	52
C.7. S parameters of BFN network	53
C.8. Antennas, BFN network and rectifying circuit	53
C.9. Final rectifying circuit showing the modifications	54
C.10. Output voltage in the rectifying circuit and its simulation	54
C.11. Final rectenna	55

Índice de tablas

2.1. Diferencia entre las tres posibilidades	18
B.1. Gastos Materiales relacionados con el diseño	47
B.2. Gastos relacionados con la fabricación y medida de los prototipos	47
B.3. Gastos Humanos	47

Capítulo 1

1.1. Resumen

El siguiente Trabajo Fin de Grado se encargará de diseñar y construir una antena rectificadora, o rectena que trabaje en la banda ISM de 2.45 Ghz mediante componentes de bajo coste e investigar las limitaciones que poseen estos dispositivos en su configuración más básica.

Una rectena es un dispositivo que recolecta energía electromagnética procedente de su entorno para transformarla en electricidad continua. Se basa en una antena captadora de la señal RF y un circuito rectificador de la señal captada.

Con este fin se diseñará una antena basada en un dipolo impreso antipodal unida a elementos pasivos que aparecen en las antenas Yagi. Se simularán mediante el programa CST para obtener una correcta adaptación y ganancia en la banda deseada.

Después diseñaremos el circuito rectificador. Este circuito consistirá en una red de adaptación y una red de rectificación simple, compuesta por un diodo de tipo Schottky, un condensador y una resistencia a modo de filtro de rizado.

Ante la necesidad de un nivel alto de potencia a la entrada del circuito, se realizará un array de las antenas diseñadas anteriormente. Para combinar el array de antenas en un mismo puerto de entrada diseñaremos un combinador.

Finalmente se fabricarán los componentes, analizaremos sus características, comparándolas con las simuladas, y se realizarán pruebas empíricas del proceso de captación y rectificación de señales transmitidas.

1.2. Introducción

Hoy en día, la necesidad de la energía es un problema importante para nuestra sociedad. La cantidad de dispositivos electrónicos está haciendo esta necesidad cada vez mayor.

Debido a esto, los ingenieros tienen que buscar nuevas maneras de ahorrar y recuperar la energía que gastamos. Obtenemos energía del viento, el sol o las mareas por ejemplo, y estudiamos otros métodos para mejorar el uso de la energía y la forma de acumularla.

Una de las opciones para obtener esta energía es a partir de las ondas electromagnéticas. Cada día usamos este tipo de energía para conectarnos a Internet, controlar dispositivos inalámbricos, o establecer comunicaciones a nivel mundial. Nos encontramos rodeados de este tipo de energía transmitida por distintos sistemas que aplican estas ondas con variados fines.

Este Trabajo Fin de Grado ha sido planteado para analizar y detectar algunas de las limitaciones de estos sistemas de captación de energía EM cuando la implementación es de bajo coste, siguiendo topologías básicas de antenas y circuitos, tanto en la captación como en la rectificación de la energía.

Los dispositivos que realizan esta acción son las antenas rectificadoras, comúnmente llamadas rectenas [20]. Las rectenas son dispositivos pasivos, es decir, no necesitan fuente de alimentación para funcionar. Consisten en una antena que reciben la energía electromagnética y un circuito rectificador que transforma la señal RF en electricidad continua, la cual es posteriormente almacenada en baterías. En la siguiente imagen vemos un diagrama del proceso.

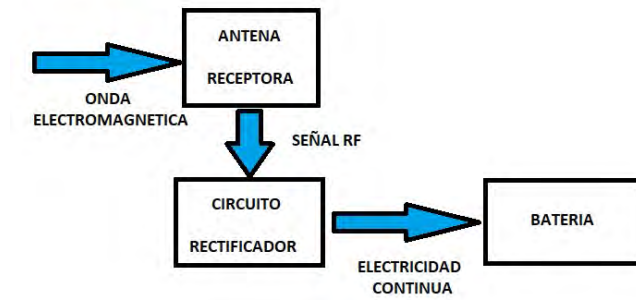


Figura 1.1: Diagrama de bloques funcionamiento Rectena

Los módulos que componen una rectena son los mostrados en la Fig. 1.1.

1. Antena receptora

Capta la señal electromagnética del entorno y la transmite al circuito rectificador.

2. Circuito rectificador

Es la parte encargada de la conversión de la señal alterna a electricidad continua.

3. Almacenamiento

En esta parte de la rectena se acumula la energía transformada.

En este proyecto nos centraremos en los módulos de recepción y rectificación, no tendremos en cuenta el módulo de almacenaje de la energía.

1.3. Estado del arte

En esta sección nos centraremos en destacar los usos que son dados a estos dispositivos, varios modelos diferentes de antenas receptoras, circuitos rectificadores y topologías de conexión entre ellas.

1.3.1. Usos de las rectenas

Podemos utilizar las rectenas para dos tareas diferentes:

1. Antena recolectora

Utilizamos este tipo de rectenas para acumular la energía electromagnética del ambiente y almacenarla para utilizarla después. Este tipo de rectenas son útiles para sensores ambientales que necesitan poca potencia de funcionamiento.

2. Rectenas receptoras y transmisoras

Podemos utilizar las rectenas para recoger una señal electromagnética y volver a enviarla realizando alguna transformación en ella, como amplificando su potencia o introduciendo alguna información mediante modulaciones (como ocurre con las etiquetas RFID).

3. Rectenas receptoras en transmisión de energía

Las rectenas pueden utilizarse para la recepción de energía en sistemas de transmisión que utilicen campos electromagnéticos de alta potencia.

1.3.2. Diferentes tipos de antenas

Para la fabricación de los prototipos vamos a trabajar con circuitos híbridos, esto es, elementos concentrados y distribuidos, empleando tecnologías de línea de transmisión impresa, concretamente, microstrip, como se explicará más adelante. También utilizaremos tecnologías impresas para diseñar las antenas. Debido a esto nos centraremos en tres tipos de antenas en esta tecnología.

1. Antena de Parche

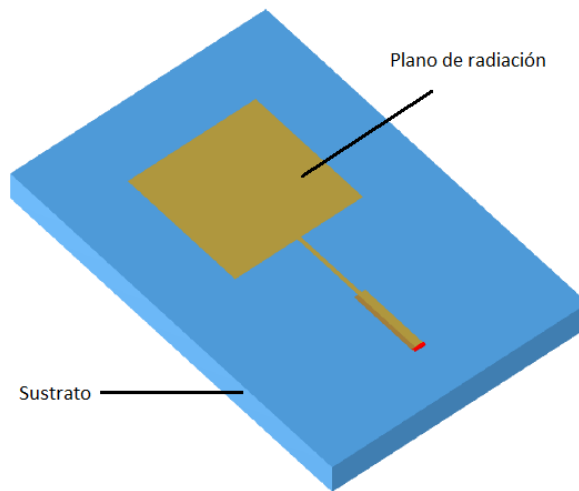


Figura 1.2: Antena de Parche

La antena de parche consiste en un plano metálico de masa, un plano metálico de radiación y un sustrato entre ambos planos metálicos. Los planos metálicos forman una línea de transmisión que radia en dirección perpendicular al plano de radiación[19].

Aunque su eficiencia es baja con respecto a otras antenas, tiene ventajas como la integración de componentes concentrados, la facilidad de aplicación en arrays y la posibilidad de conseguir diseños para aplicaciones de banda ancha, entre otros.

2. Antena tipo Dipolo Plano Impreso



Figura 1.3: Antena tipo dipolo

Estas antenas son una adaptación de los dipolos de hilo en tecnología microstrip. El dipolo de hilos es la antena más simple a nivel teórico. Consiste en dos conductores de igual longitud, alimentados

en el centro. Como es una antena balanceada (onda de corriente máxima en el punto central, onda de tensión nula) necesitamos añadirle un circuito auxiliar (llamado balun) para alterar la fase de uno de los brazos del dipolo, ya que ambos conductores se encuentran en contrafase entre sí. De esta manera, la onda de tensión no se anula. Existen también otras implementaciones por las cuales se puede obtener la contrafase sin necesidad de utilizar el balun [12].

3. Dipolo Antipodal

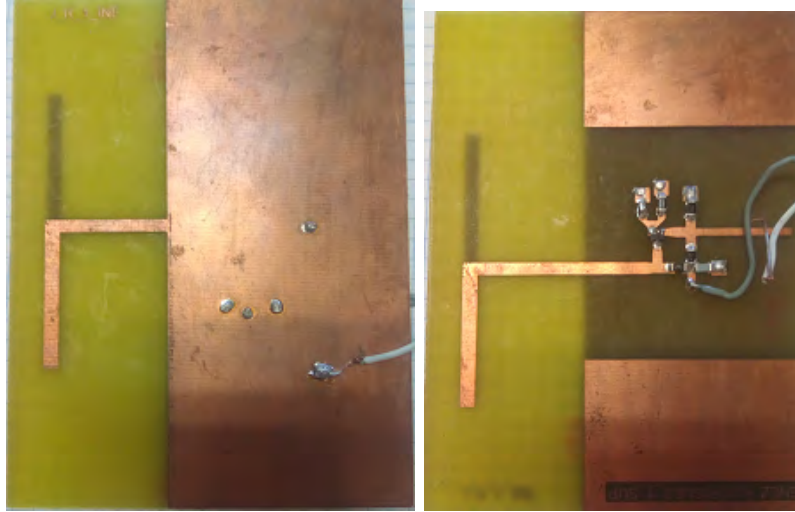


Figura 1.4: Dipolo Antipodal

Este tipo de antena, que no aparece mucho en la literatura en su versión impresa, soluciona el problema de fases citado en el dipolo. No necesita balun porque la conexión de uno de los brazos en el plano inferior al otro proporciona la diferencia de fase necesaria para obtener la onda de tensión a la salida.

1.3.3. Diferentes esquemas del circuito rectificador

En el artículo [14] vemos tres posibles esquemas de circuitos que podemos utilizar para transformar la potencia incidente en la antena a una corriente continua.

a) Circuito Simple

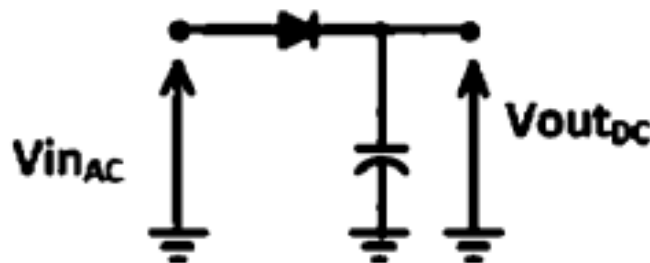


Figura 1.5: Esquemático Circuito Simple

Es el esquema más sencillo de implementar. Consta de un diodo que funciona como rectificador y un condensador en paralelo con la resistencia de salida.

b) Circuito doblador de voltaje

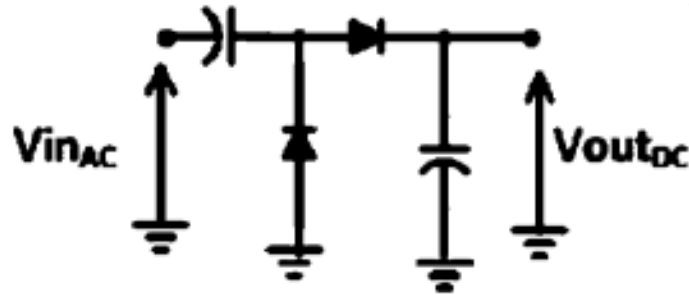


Figura 1.6: Esquemático circuito doblador

El circuito doblador de tensión consta de dos diodos y dos condensadores como muestra Fig.1.6. Esta configuración produce que la tensión de salida sea dos veces la tensión de entrada al circuito.

c) Circuito Greinacher

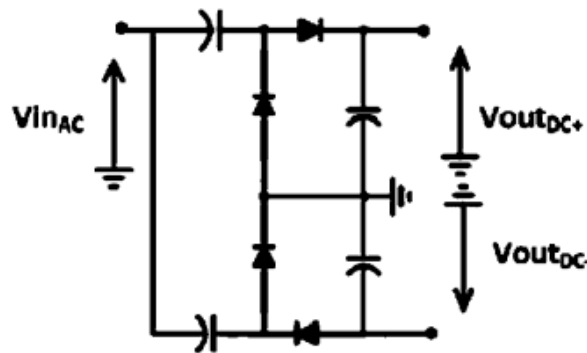


Figura 1.7: Esquemático circuito Greinacher

El esquema de tipo Greinacher [4] mejora la eficiencia de conversión con respecto al detector de la Fig. 1.6, ya que la tensión de salida del circuito es diferencial, pero tiene un coste mayor en cuanto a número de elementos que utiliza.

En nuestro planteamiento investigaremos el funcionamiento de circuito rectificador más sencillo que se puede plantear.

1.3.4. Diferentes topologías de rectenas

El circuito rectificador necesita un nivel de potencia alto para que funcione correctamente. Para mejorar la respuesta de la rectena incrementando el nivel de potencia es recomendable utilizar varias antenas como las que hemos enumerado en la Sec. 1.3.2. En ese caso, existen varias maneras de combinar los diferentes componentes.

La topología de antena-rectificador se puede realizar de dos maneras diferentes:

- a) Consiste en hacer un número determinados de antenas con su circuito rectificador. Después se unen las salidas de cada circuito rectificador en serie.

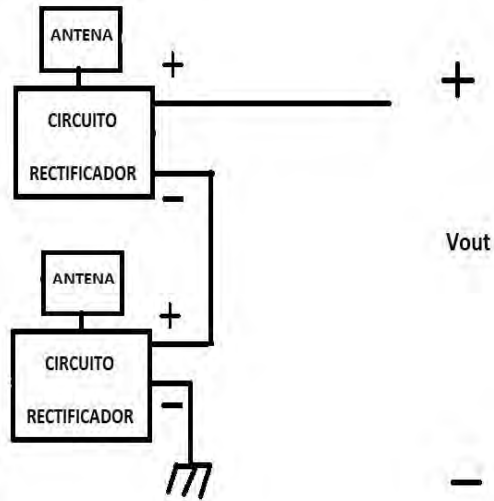


Figura 1.8: Esquema diseño rectenas en serie

- b) La segunda opción consiste en unir las antenas a un sólo circuito rectificador mediante un combinador de señales. Estos circuitos pasivos combinan la señal de las diferentes antenas en una sola salida que es la entrada del circuito rectificador.

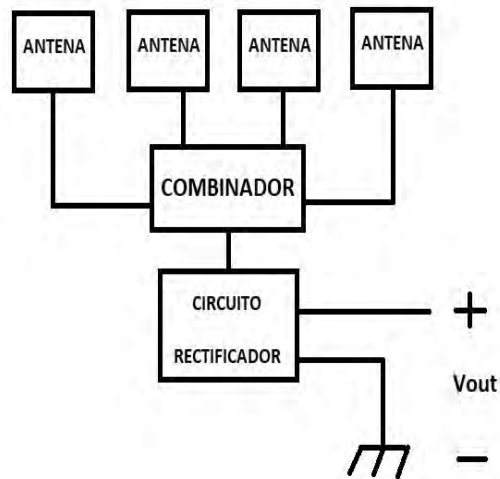


Figura 1.9: Esquema diseño Unión de Antenas mediante un combinador

1.4. Objetivos

Nuestro objetivo es diseñar una rectena que trabaje a una frecuencia central de 2.45 GHz con elementos de bajo coste. Aunque nosotros utilicemos una portadora de 2.45 GHz, buscaremos que la rectena funcione correctamente dentro de la banda ISM de 2.45GHz, lo que supone un ancho de banda mínimo de 100 MHz. Buscaremos detectar una tensión de salida que intentaremos maximizar mediante un diseño y optimización cuidadoso de los distintos elementos del circuito mediante un enlace a una distancia de decenas de centímetros.

Para ello diseñaremos una antena adaptada a esa banda de trabajo, es decir, con una impedancia a la entrada de 50Ω (Parámetro S_{11} menor de -10 dB) y previsiblemente con ganancias altas debido a que el circuito rectificador necesita niveles relativamente altos para que funcione.

Posteriormente, diseñaremos un circuito rectificador con una topología simple del tipo representado en la Fig. 1.5, que nos permita detectar tensión a la salida del mismo.

Para la fabricación de los prototipos utilizaremos tecnología microstrip, ya que se trata de un material de bajo coste y una buena eficiencia. Utilizaremos un sustrato de fibra de vidrio FR4 de 0.5 mm o 1.5mm, según sean las necesidades. Este sustrato posee un ϵ_r de 4.3 y una tangente de pérdidas de 0.025 a esa frecuencia.

En el Cap. 2 detallaremos el diseño de cada módulo y los resultados que obtenemos mediante la simulación de los mismos.

Posteriormente, en el Cap. 3 explicaremos los resultados obtenidos por los prototipos fabricados de cada módulo y de la rectena completa.

Además, detallaremos el marco regulador que compete a nuestro dispositivo, así como la banda de trabajo o la potencia de transmisión que puede utilizarse en el Anexo A.

Por último, analizaremos el impacto social que tendría nuestro proyecto, así como el presupuesto que se ha estimado para su elaboración en el Anexo B.

Capítulo 2

Alternativas de diseño

2.1. Diseño de la antena

2.1.1. Antena inicial

Mediante el programa de diseño CST Studio Suite [9] diseñamos una antena que funcione con las especificaciones de 1.4. Desarrollamos una antena antipodal con las siguientes dimensiones. La parte gris es la superficie superior de la placa, la zona de color granate es la parte inferior de la placa y la zona blanquecina es el sustrato situado entre ambas metalizaciones.

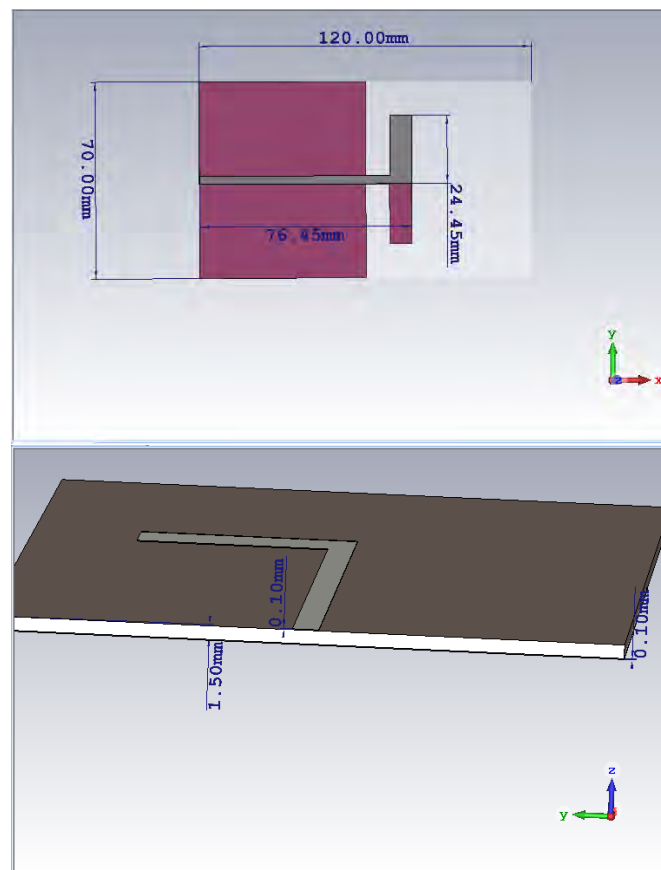


Figura 2.1: Diseño antena inicial

Realizamos una simulación en el dominio del tiempo, con condiciones de contorno ideales (OPEN+ADD SPACE), conductores ideales (sin pérdidas) y con un sustrato sin pérdidas. Posteriormente modificamos el sustrato para adecuarlo al que usamos en los prototipos (tangente de pérdidas de 0.025).

De forma teórica observamos que los dipolos suelen tener una longitud de $\lambda/2$, ya que a esa distancia se encuentra su primera resonancia, si bien existen dipolos no resonantes con tamaños más pequeños, como los dipolos infinitesimales o los dipolos cortos [7].

En nuestro caso esta distancia se ve multiplicada por un factor de aproximadamente 0.7, debido a la presencia del sustrato que soporta las metalizaciones.

Mediante este diseño obtenemos una buena adaptación en una banda de 300Mhz como se puede observar en la Fig. 2.2.

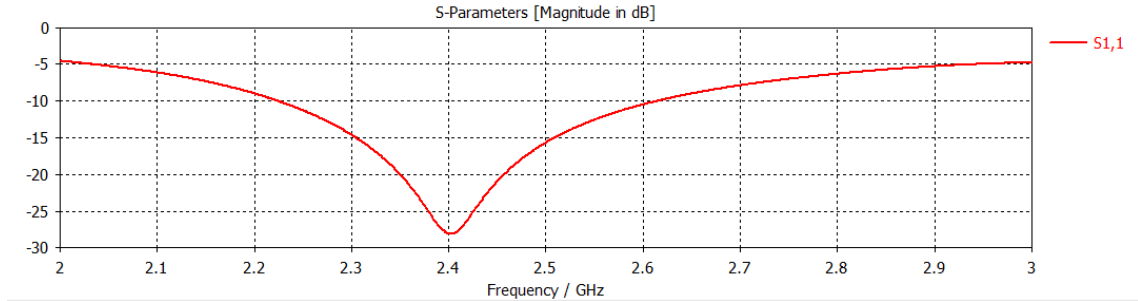


Figura 2.2: Parámetro S_{11}

Antes de mostrar los resultados de la simulación de ganancia de la antena, explicaremos el sistema de referencia que utilizaremos en las posteriores gráficas.

El sistema utilizado en las antenas es el sistema de referencia de las coordenadas esféricas. Son coordenadas tridimensionales que dan un punto en el espacio a partir de una distancia r y dos ángulos: θ y ϕ , que son los que se muestran en la Fig. 2.3.

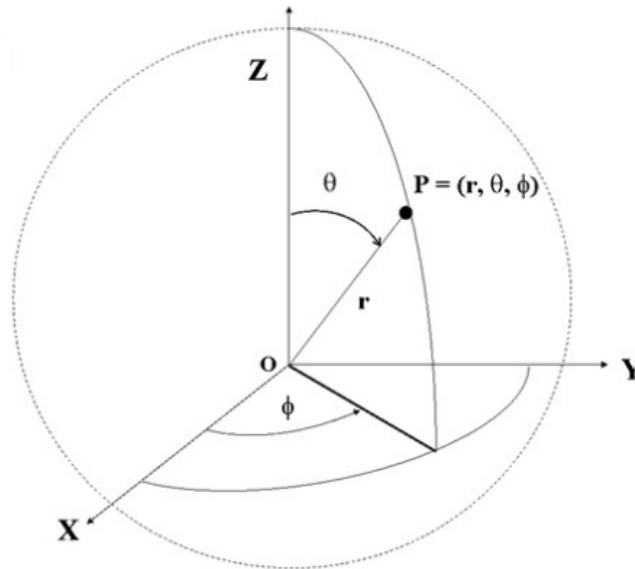


Figura 2.3: Sistema referencia coordenadas esféricas

En los diagramas de radiación se muestra la distribución espacial de la potencia radiada en cada dirección del espacio, por lo que no se tiene en cuenta la distancia de la antena. Por ello las gráficas se refieren en función de θ y ϕ .

Nuestro diseño ha obtenido una ganancia realizada de 3.81 dB, ya contando con las pérdidas por la desadaptación con la impedancia del puerto. En [3] se puede ver la definición del IEEE para ganancia y ganancia realizada y la diferencia entre ellas.

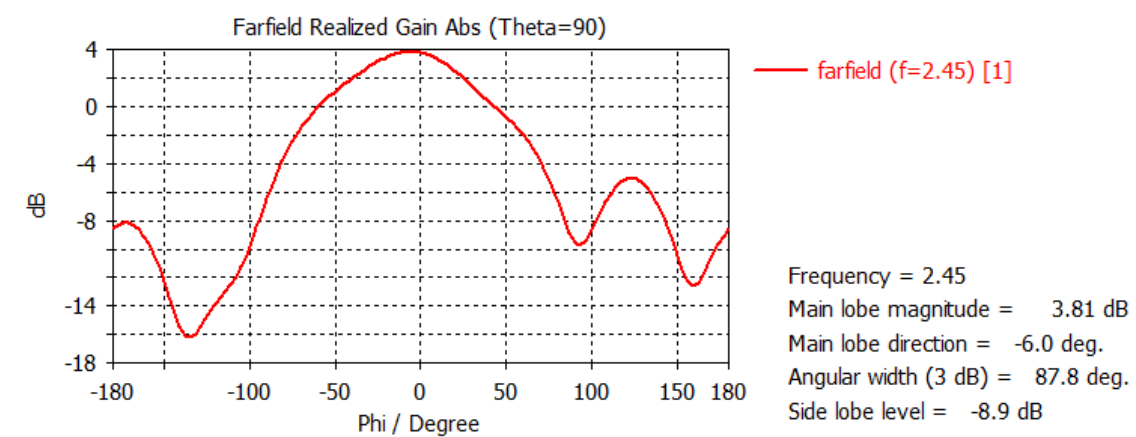


Figura 2.4: Ganancia de la antena inicial en $\theta = 90^\circ$, ϕ entre -180° y 180°

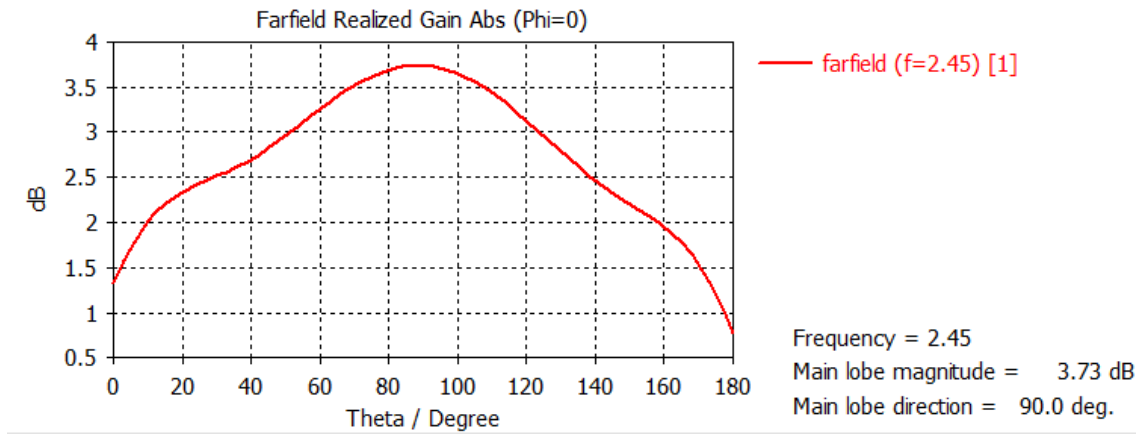


Figura 2.5: Ganancia de la antena inicial en $\phi = 0^\circ$, θ entre 0° y 180°

2.1.2. Mejora de la Antena

Para mejorar la ganancia obtenida, utilizaremos algunos conceptos básicos de las antenas Yagi[8] sobre nuestra antena.

La antena Yagi es un tipo de antena que aprovecha la presencia de elementos pasivos para mejorar la ganancia del dipolo inicial. Estos elementos pasivos se añaden a la antena principal, que en esta configuración se llama radiador.

Los elementos pasivos que se añaden son los mostrados en la Fig. 2.6.

- El reflector: es un plano de masa que se coloca detrás del radiador para reforzar el campo radiado hacia adelante.
- El director: es el elemento que se coloca delante del radiador para reforzar el campo radiado. Este elemento es una versión mínima del reflector que se coloca detrás de la antena para mejorar su directividad hacia la dirección principal.

En el artículo [13] se pueden encontrar dos ejemplos de diseños de antena Yagi. En ambos casos la construcción se realiza mediante placas con varios niveles de sustrato en la frecuencia de 5.8 GHz, analizando

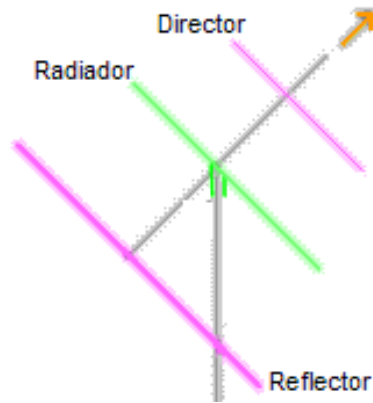


Figura 2.6: Esquema antena Tipo Yagi

la variación en la ganancia producida por la distancia entre los directores y el reflector con el elemento radiador.

Nuestra antena inicial ya posee un plano de masa detrás del dipolo antipodal, que nos sirve como reflector a equivalencia de la antena Yagi. Posteriormente añadimos dos directores para mejorar la ganancia de la antena. Estos dos directores son colocados mediante la optimización que tiene CST para obtener la mayor ganancia posible.

Diseñamos la nueva antena, que resulta de la siguiente forma.

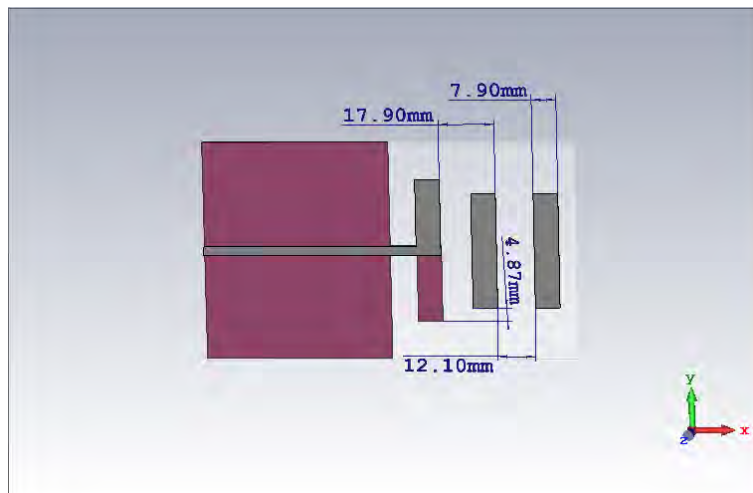
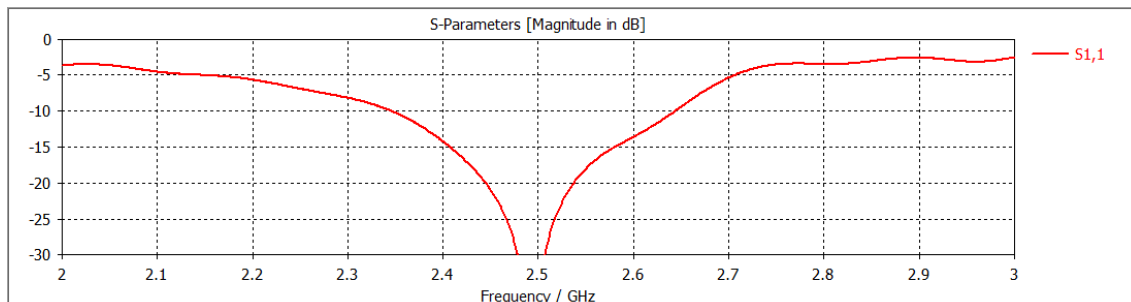


Figura 2.7: Modelo antena con parásitos

Podemos observar tanto en los gráficos del parámetro S_{11} y de la ganancia la mejora que se produce añadiendo los parásitos. Obtenemos un ancho de banda de 300 MHz y una ganancia de 6.72 dB. Se ha obtenido una mejor ganancia con el mismo ancho de banda.

Figura 2.8: Parámetro S_{11}

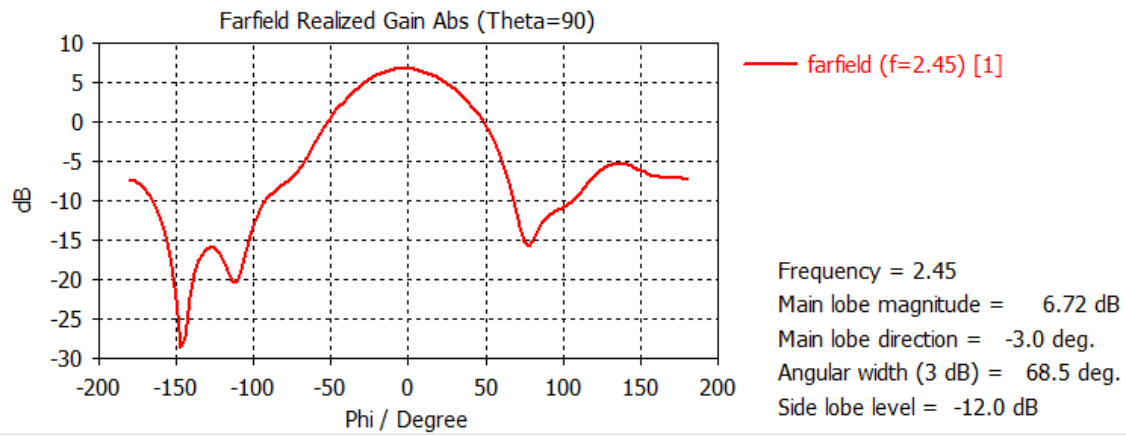


Figura 2.9: Ganancia de la antena con parásitos en $\theta = 90^\circ$, ϕ entre -180° y 180°

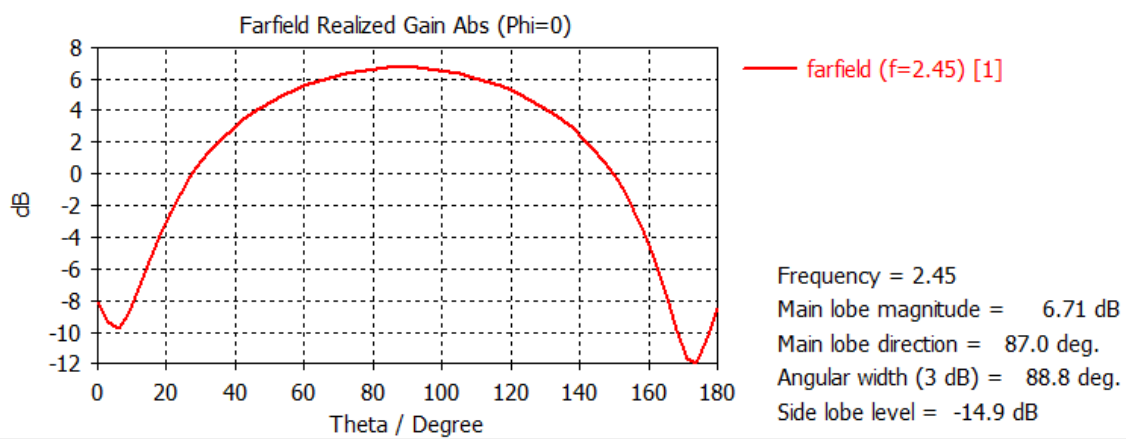


Figura 2.10: Ganancia de la antena con parásitos en $\phi = 0^\circ$, θ entre 0° y 180°

2.1.3. Array de antenas diseñadas

Las pruebas preliminares del circuito detector que se van a presentar en el Cap.2.3 demuestran que la ganancia de una antena individual es insuficiente. Por ello decidimos construir un array de antenas y una red que una las antenas en un solo puerto. Esta red se detalla en la Sec. 2.2.

Debido a que la placa en la que se construye la red debe tener un tamaño máximo de 200mm x 300mm para ser fotograbada, ajustaremos el array a esta distancia. Utilizando CST, simulamos un array de 4 antenas a una distancia de 10 cm entre sí con respecto al eje Z. La ganancia realizada obtenida es de 13.4 dB.

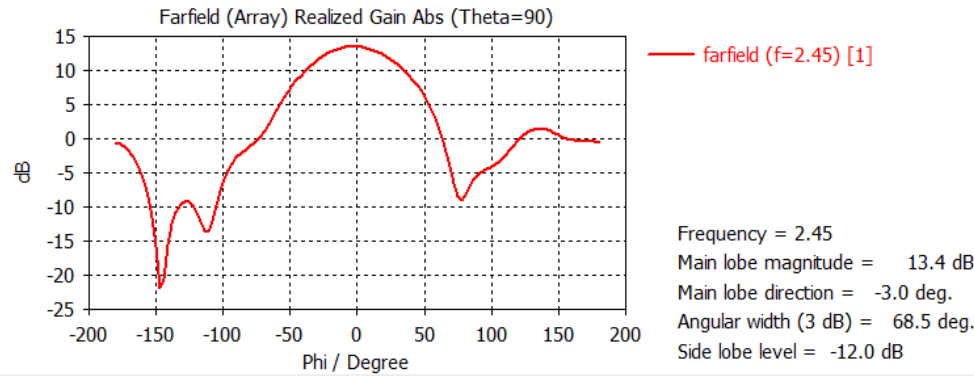


Figura 2.11: Ganancia del array en $\theta = 90^\circ$, ϕ entre -180° y 180°

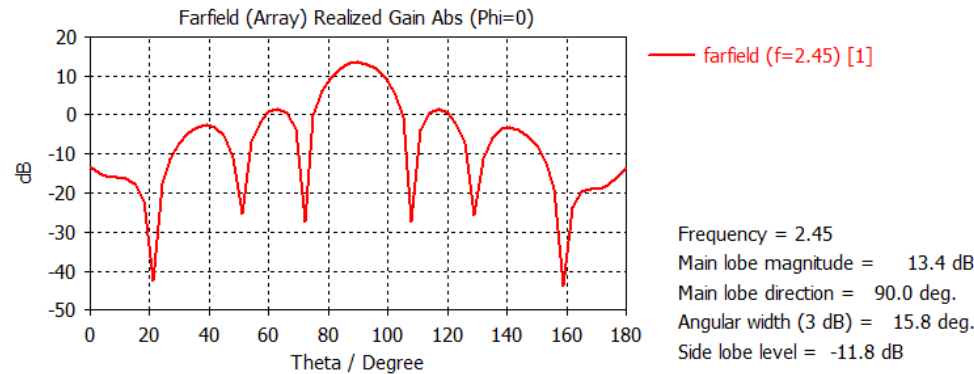


Figura 2.12: Ganancia del array en $\phi = 0^\circ$, θ entre 0° y 180°

En la tabla podemos observar las mejoras entre los tres modelos de antenas explicados anteriormente.

Tipo de Antena	Impedancia de entrada	Ganancia
Antena inicial	50.62 Ω	3.81 dB
Antena con parásitos	50.67 Ω	6.72 dB
Array de antenas	50.67 Ω	13.4 dB

Tabla 2.1: Diferencia entre las tres posibilidades

2.2. Posibles Redes de formación de haz

Para combinar las salidas de las antenas en un sólo puerto diseñaremos una red de formación de haz (Beam Forming Network, o BFN).

2.2.1. Diseño con elementos ideales

Debido a la sencillez del circuito y a la buena adaptación que da como resultado, hemos estimado conveniente diseñar una red BFN basada en adaptadores $\lambda/4$, respetando las distancias entre las antenas para que se mantengan la ganancia del array.

El circuito propuesto es el mostrado en la Fig. 2.13, siendo Z_i la impedancia característica de la línea, y d_i la longitud del tramo de línea.

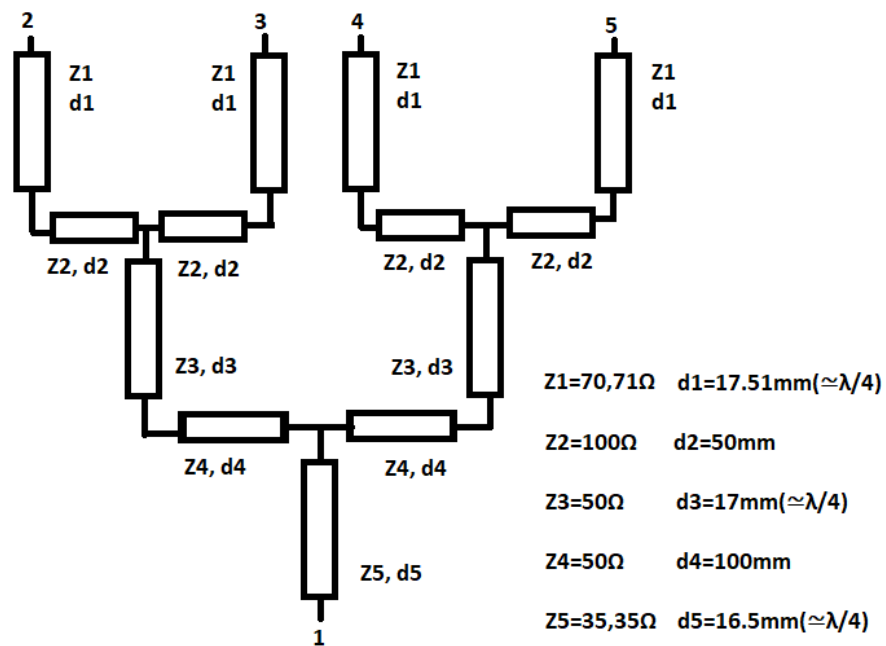


Figura 2.13: Dibujo conceptual de la red BFN

Los tramos verticales son los que realizan la transformación propia de los adaptadores $\lambda/4$, cuya fórmula es:

$$Z_i(l) = Z_0 \frac{Z_L \cos(\beta l) + j Z_0 \sin(\beta l)}{Z_0 \cos(\beta l) + j Z_L \sin(\beta l)} \rightarrow Z_i(\lambda/4) = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2.1)$$

Los puertos serán numerados según la Fig. 2.13:

1. El puerto 1 es el puerto inferior, el cual se conecta con la entrada del circuito rectificador y que proporciona la suma de las cuatro antenas.
2. Los puertos superiores, numerados del 2 al 5, son las conexiones con las antenas, de izquierda a derecha respectivamente.

En la siguiente gráfica observamos los parámetros S de la red.

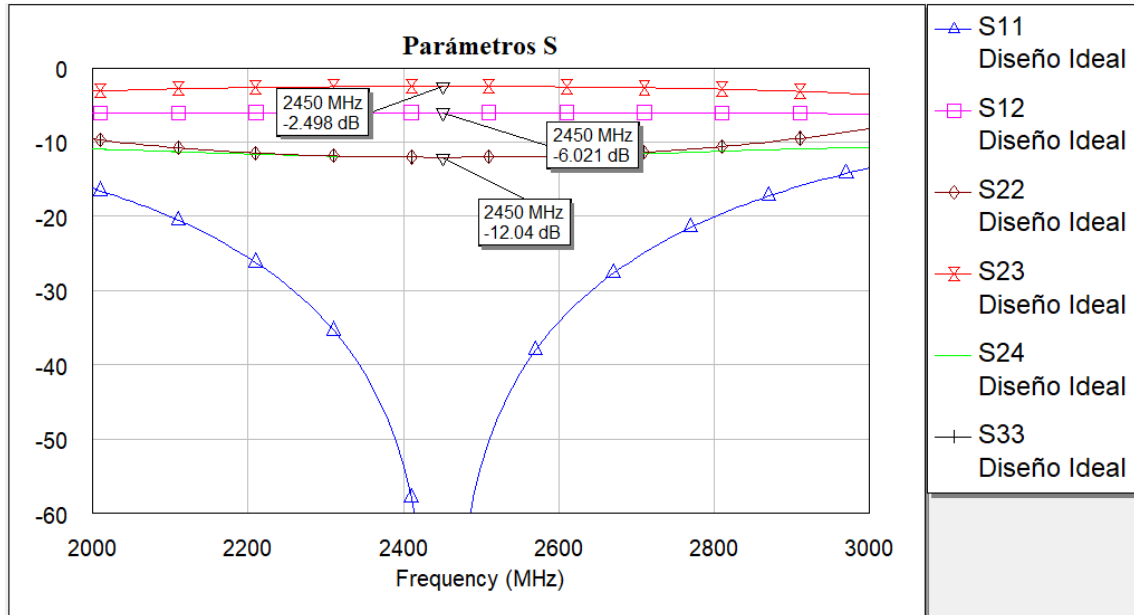


Figura 2.14: Parámetros S de la BFN ideal

Vemos en los parámetros S que los puertos de entrada están aislados entre sí ($S_{ij} < -10dB$ siendo $i, j = 2, 3, 4, 5$) excepto el caso del parámetro S_{23} . Esto se produce porque las uniones de 3 guías no disipativas en T no pueden estar adaptadas desde todas las puertas, siendo además el aislamiento entre terminales bajo. En nuestro caso nos interesa que estén adaptados los puertos de entrada de las antenas con el puerto de conexión al circuito rectificador, por lo que no nos preocupa en gran medida.

2.2.2. Circuito diseñado

Utilizaremos el programa AWR para desarrollar el circuito BFN en tecnología microstrip de la Fig 2.15, donde se muestra el esquemático utilizado.

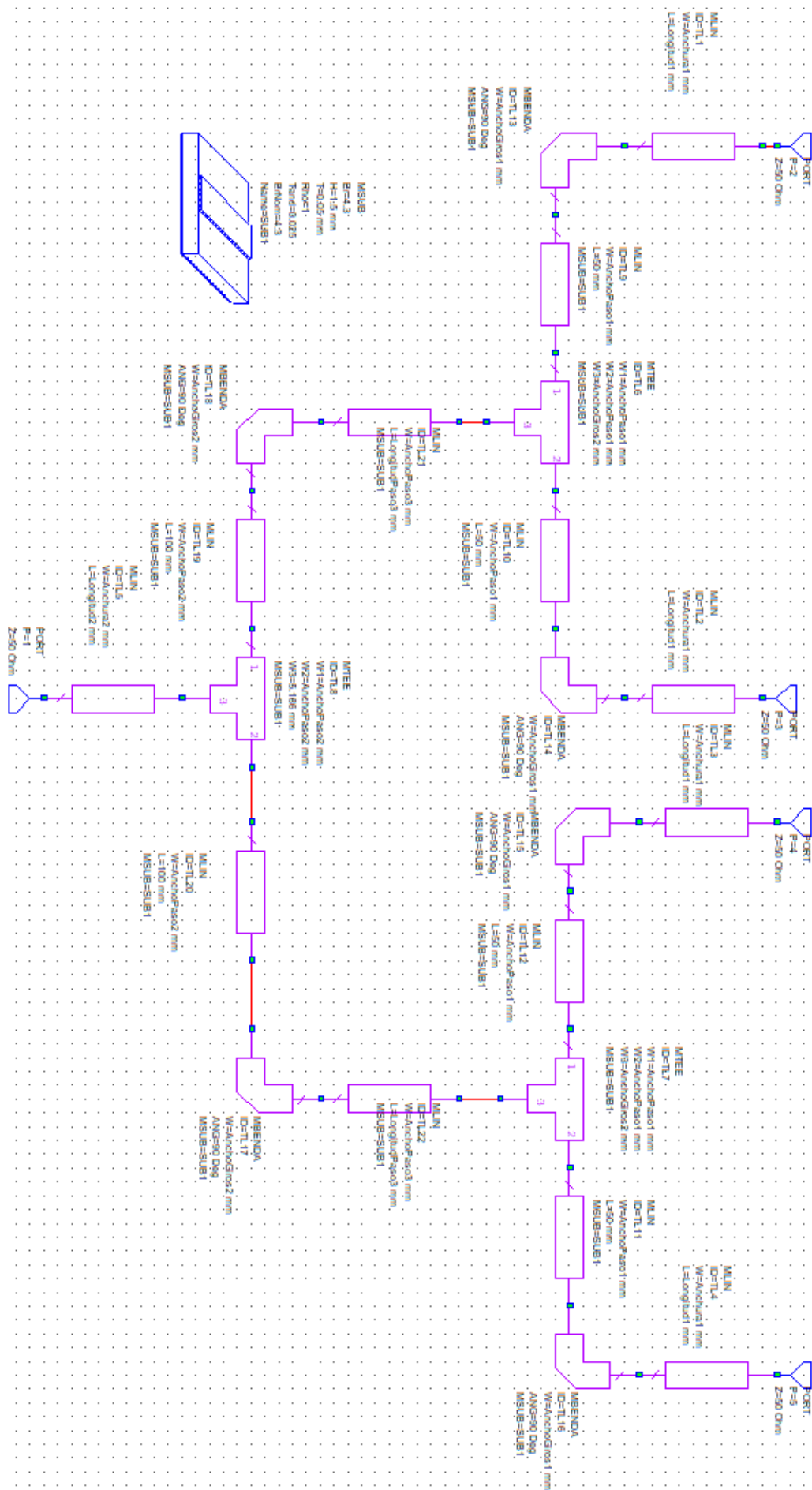


Figura 2.15: Esquema de la BFN

Podemos observar en los parámetros S que la transmisión de los puertos empeora con respecto al modelo ideal. Eso ocurre debido a que nuestro sustrato tiene una tangente de pérdidas explicada en la sección 1.4, por lo que los tramos largos producen una disipación de energía mayor. Además hemos añadido tramos con giros de 90° mediante elementos MBENDA, que producen efectos de segundo orden, lo que produce que la adaptación de la red cambie ligeramente, desplazándose hacia frecuencias más bajas.

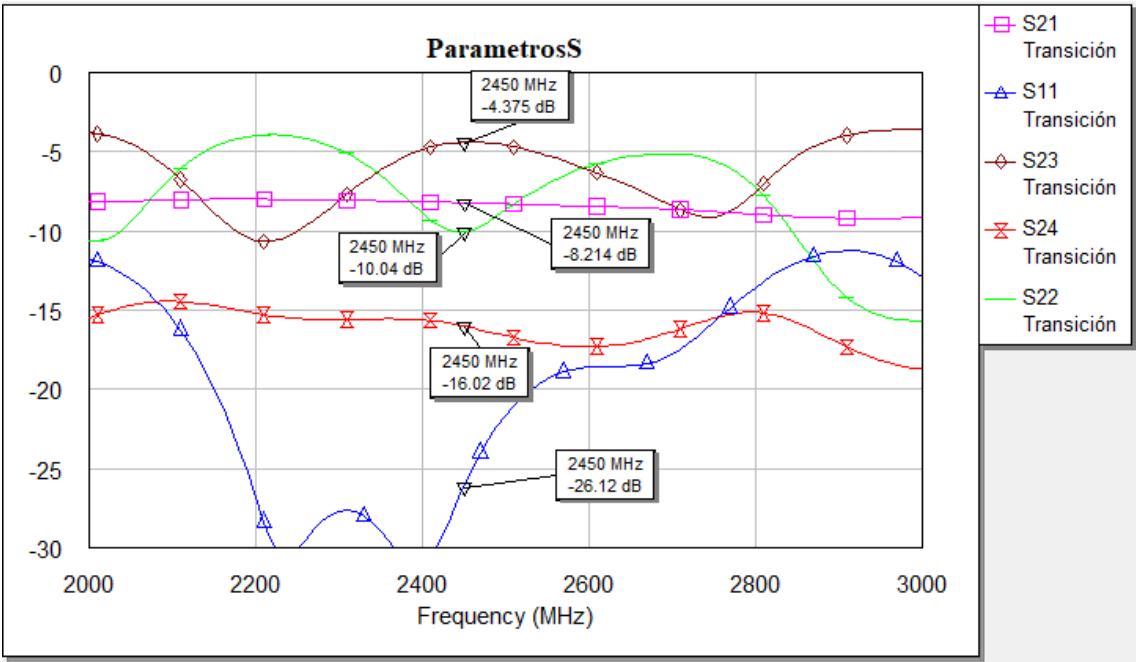


Figura 2.16: Parámetros S de la red BFN

Además, hay que tener en cuenta que los tramos finos producidos por líneas con una impedancia característica alta (para 100Ω , 0.57mm) pueden dar problemas a la hora de ser fabricadas mediante fotograbado,teniendo en cuenta que se tendrá que eliminar una superficie de cobre bastante grande. Ya que en proporción con los demás tramos el ancho de la línea es muy fino, optamos por desarrollar otra solución en la que las impedancias características sean de menor valor.

2.2.3. Solución final

La solución que optamos por realizar es la recogida en la Fig. 2.17.

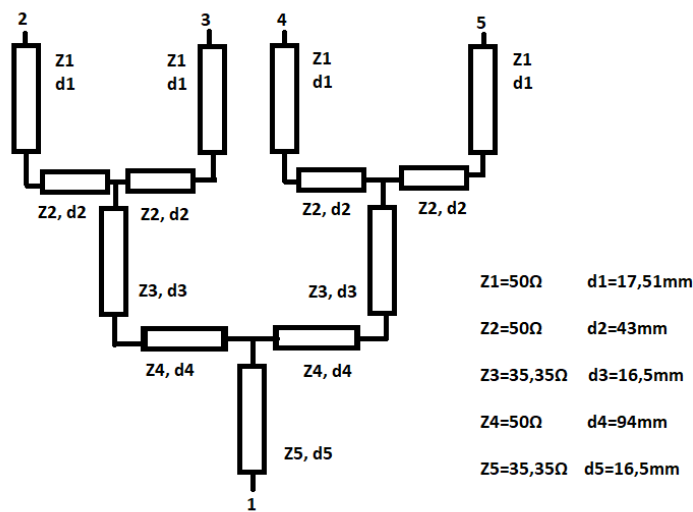


Figura 2.17: Solución final de la red BFN

Este esquema sólo tiene líneas de transmisión de 35.35Ω y 50Ω . Estas líneas tienen una anchura de 4.82 mm y 2.81 mm en el sustrato elegido, respectivamente, lo que evita que nos queden líneas finas como ocurría con el diseño inicial.

El diseño en AWR quedaría como indica la Fig. 2.18.

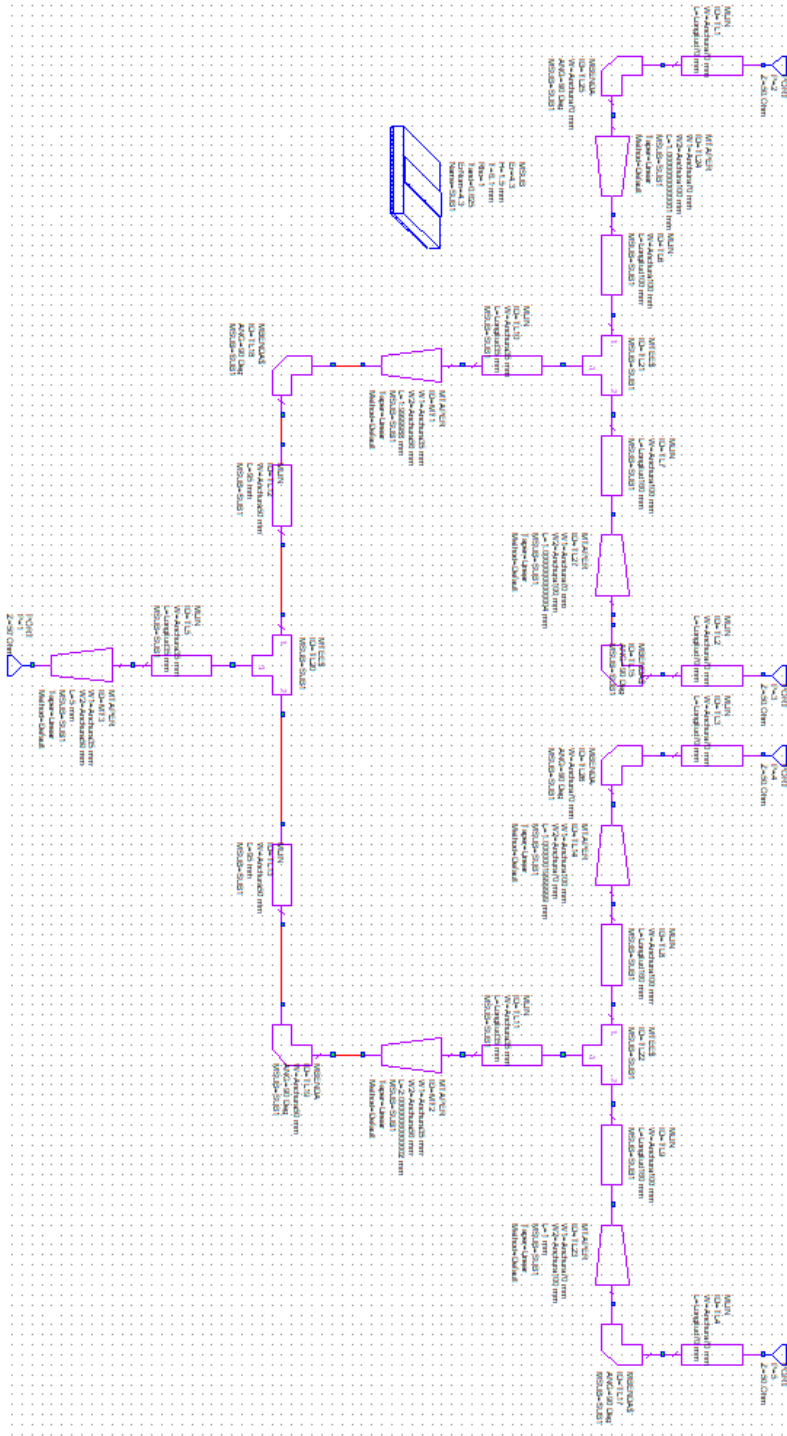


Figura 2.18: Diseño final de la red BFN

Como observamos en los parámetros S, el circuito está adaptado de manera similar al diseño inicial, por lo que mejorando el diseño físico no empeoramos la respuesta en frecuencia.

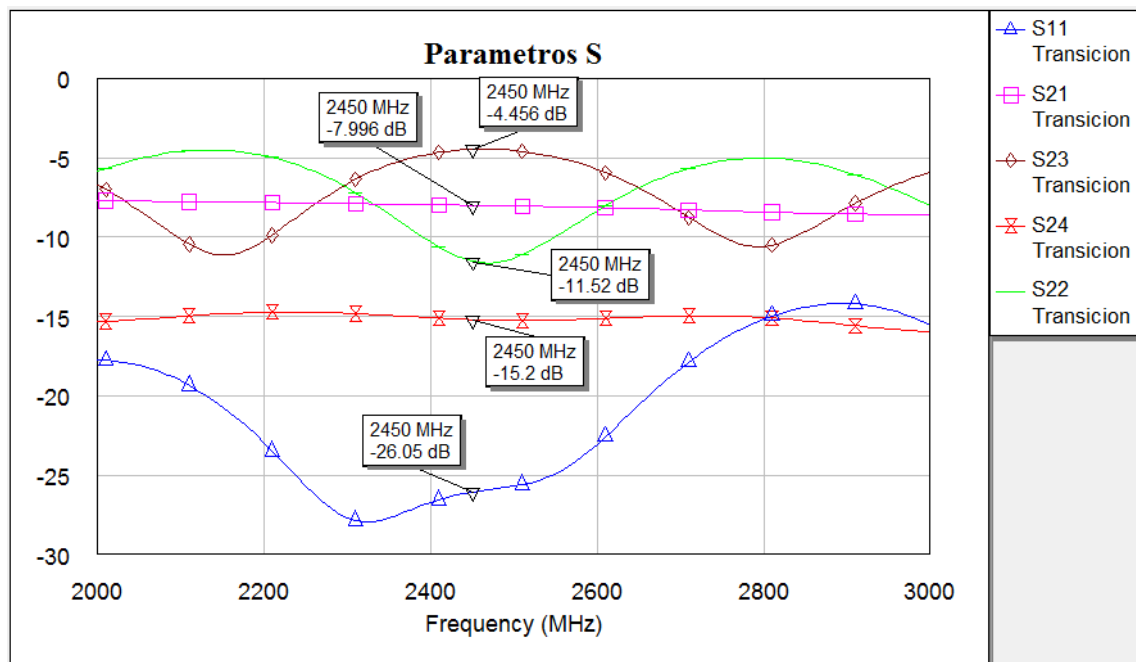


Figura 2.19: Parámetros S de la red BFN final

2.3. Diseño del circuito rectificador

Para el diseño del circuito rectificador utilizaremos el programa AWR [17], que simula la respuesta de los circuitos a altas frecuencias.

Como hemos dicho anteriormente, optamos por el circuito simple mostrado en la Fig. 1.5, ya que es simple de construir y proporciona una tensión de salida detectable. Las partes significativas del circuito se recogen en el siguiente diagrama de bloques:



Figura 2.20: Diagrama Bloque Circuito Rectificador

En primer lugar encontraríamos la red de adaptación con respecto a la impedancia que presenta la red BFN a la entrada del circuito, para que toda la potencia sea transmitida.

En segundo lugar encontraríamos la parte de rectificación de la señal, que se realizaría en el diodo Schottky, el condensador y la resistencia. Ya que en nuestro proyecto no se tiene en consideración la parte de almacenamiento, una resistencia en paralelo con el condensador nos servirá para medir la tensión de salida mediante la sonda "Vprobe" que se ve en la Fig. 2.22.

Utilizaremos un modelo de gran señal para evaluar la respuesta del circuito, ya que éste contiene un diodo y no posee una respuesta lineal. Esta respuesta dependerá de la potencia incidente del circuito, cosa que no ocurre en los modelos lineales.

SPICE Parameters		
Parameter	Units	HSMS-281x
B_V	V	25
C_{J0}	pF	1.1
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	E-5
I_S	A	4.8E-9
N		1.08
R_S	Ω	10
P_B	V	0.65
P_T		2
M		0.5

Figura 2.21: Parámetros del modelo no ideal de los diodos utilizados

La Fig. 2.22 muestra el modelo completo del circuito. Hemos añadido elementos de interconexión, como los MTEE y MBEND para simular efectos de uniones en T y codos, buscando un modelo más realista de la simulación.

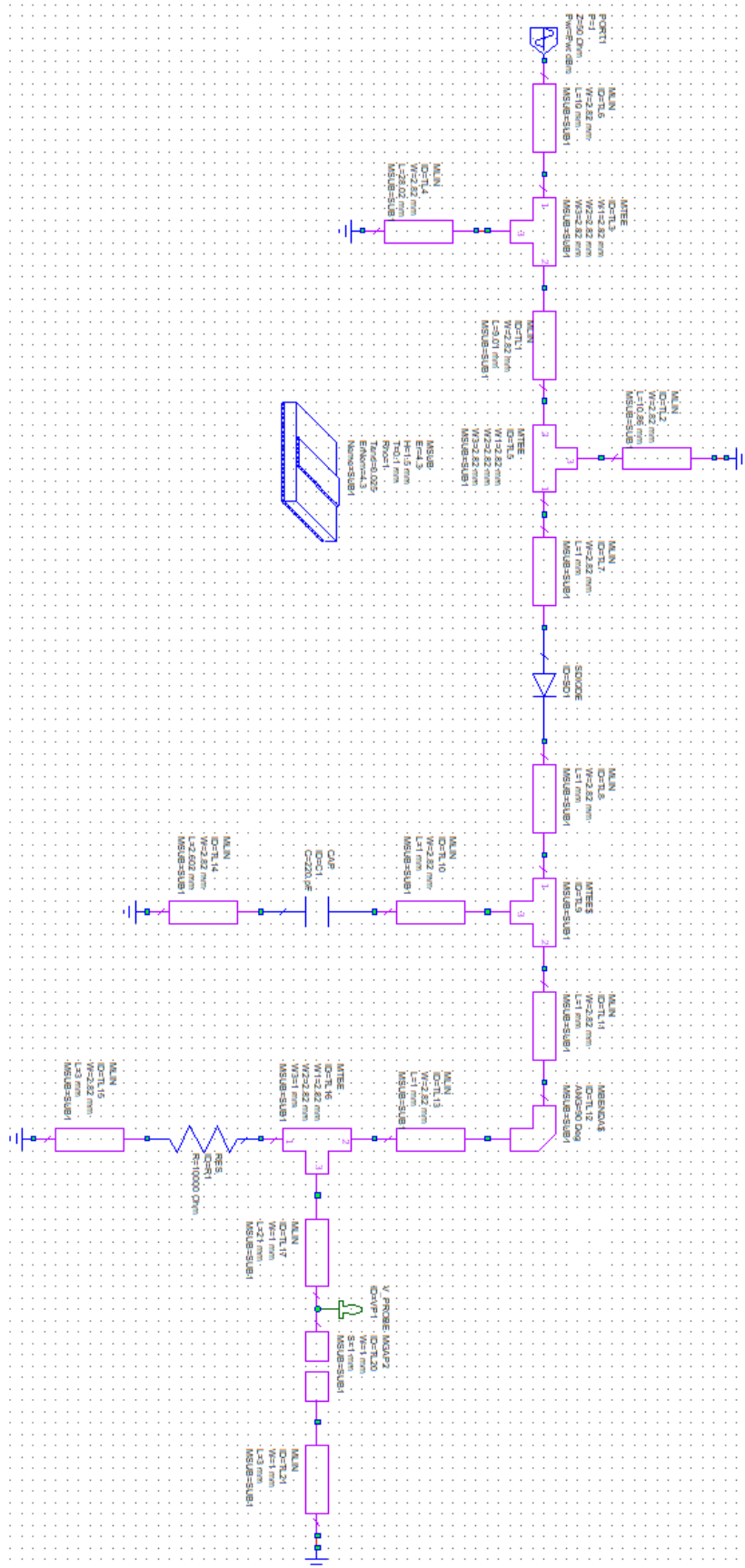


Figura 2.22: Esquema del circuito

2.3.1. Adaptación

El circuito está adaptado para la banda deseada mediante un tramo de línea y dos stubs acabados en cortocircuito en paralelo. Hemos elegido esta solución para que los stubs sean lo más cortos posibles y el circuito sea pequeño.

Resulta interesante observar como la adaptación varía en función de la potencia incidente del circuito, debido a la respuesta del diodo, que modifica su impedancia de entrada en función de la potencia. En la siguiente gráfica observamos las curvas de adaptación para diferentes potencias de entrada. Se observa como al aumentar la potencia de entrada, el pico de adaptación se desplaza hacia frecuencias más altas y la adaptación empeora ligeramente.

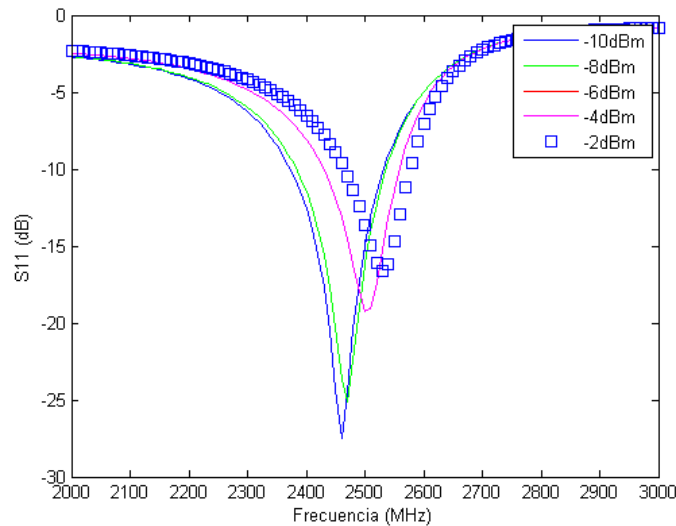


Figura 2.23: Adaptación del circuito para distintos niveles de potencia de entrada

2.3.2. Rectificación de la señal

La rectificación de la señal se realiza mediante un esquema de rectificación simple como el explicado en la sección 1.3.3. Está formado por un diodo de tipo Schottky, un condensador y una resistencia.

1. Los diodos Schottky proporcionan conmutaciones rápidas entre los estados de conducción, algo fundamental para las frecuencias a las que estamos trabajando. Otra de sus ventajas es la baja tensión umbral, idóneo para las tensiones con las que estamos trabajando. El diodo que utilizaremos es el HSMS-2810, cuya hoja de características se encuentra en el Anexo D.
2. El condensador y la resistencia siguientes al diodo funcionan como un filtro de rizado, generando una tensión continua en la resistencia.

Para la respuesta de salida en la simulación mediremos en la resistencia el valor del armónico 0, que es la componente en continua de la señal.

Capítulo 3

Resultados y evaluación

3.1. Fabricación de prototipos

Tras haber fabricado cada uno de los elementos necesarios para la realización de la rectena, los caracterizamos por separado mediante un analizador de redes, con el que obtendremos los valores reales de los parámetros obtenidos mediante simulación y recogidos en los apartados anteriores. En nuestro caso el analizador de redes es el Rohde-Schwarz ZVA40, que posee una banda de trabajo de 10 MHz hasta 40 GHz.

3.1.1. Antenas

Realizamos la fabricación y montaje de las antenas, cuyo resultado es el que se muestra en la Fig. 3.1.

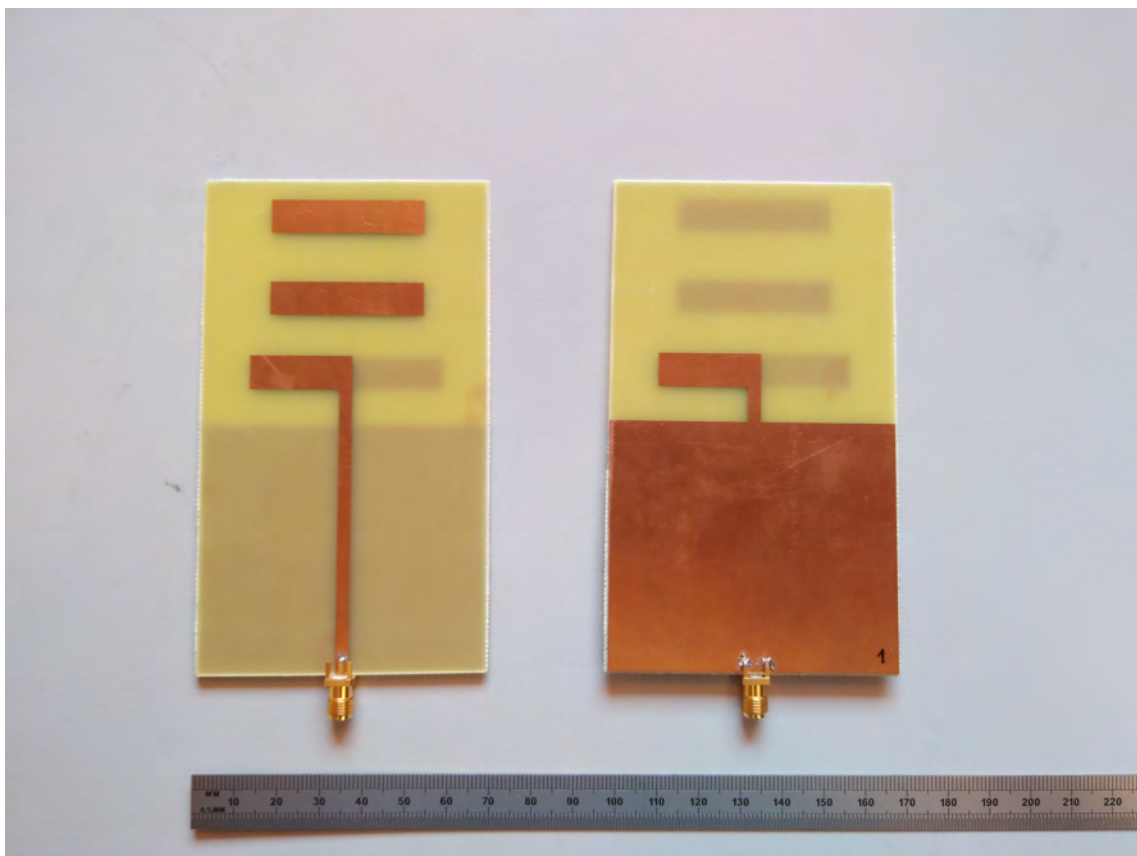


Figura 3.1: Prototipos de las antenas

Mediante el analizador de redes obtenemos la adaptación de cada antena.

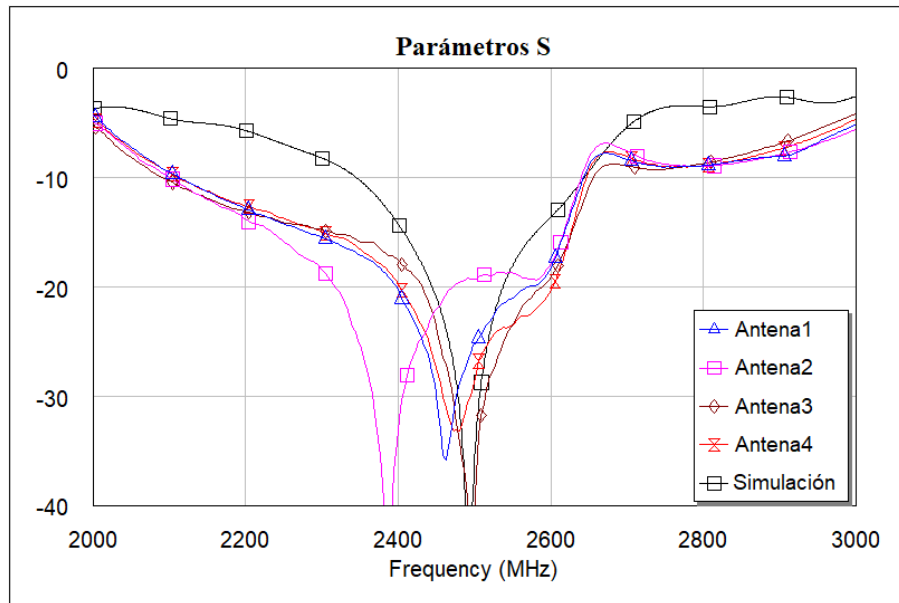


Figura 3.2: Comparativa de la adaptación entre los prototipos y la antenna simulada

Observamos como todas las antenas cumplen la adaptación en la banda deseada. Mediante el analizador de redes no podemos conocer la ganancia de las antenas de forma empírica, por lo que lo calcularemos posteriormente mediante un radioenlace.

3.1.2. Red BFN

La red de adaptación de 4 puertos a un puerto queda de la siguiente forma.

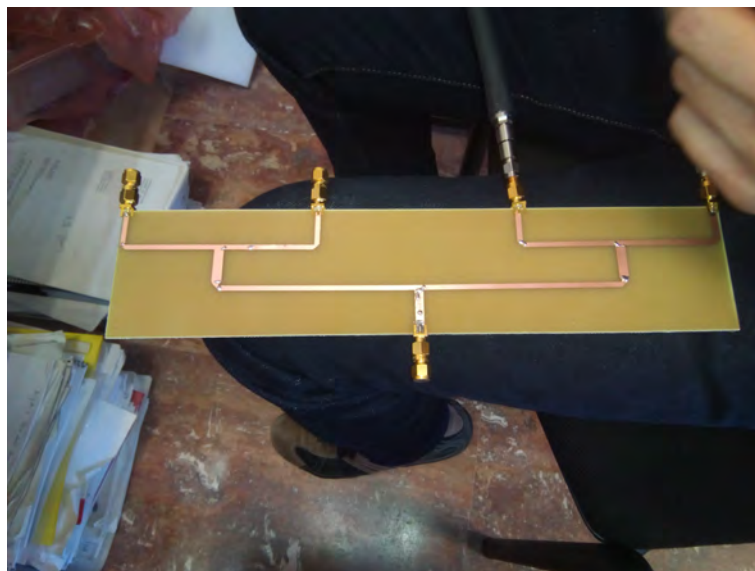


Figura 3.3: Foto red BFN

La numeración de los puertos sigue siendo la misma que la usada en el diseño y la simulación de la red.

Hemos realizado varias medidas en diferentes condiciones, tal como se explica a continuación.

En primer lugar, hemos cargado los puertos del 2 al 5 de la red con cargas adaptadas (es decir, hemos colocado resistencias de 50Ω) y hemos analizado la adaptación en el puerto 1. Los resultados son los siguientes.

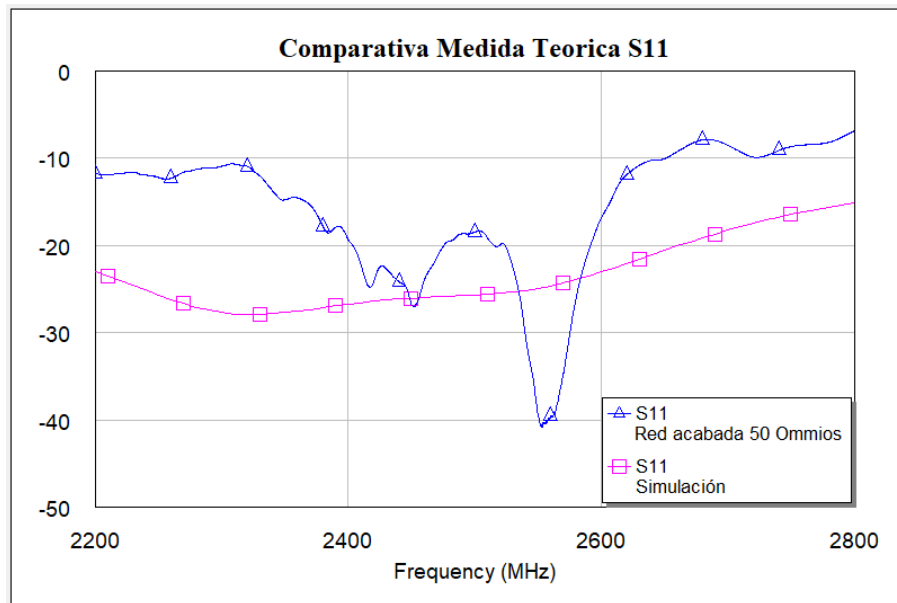


Figura 3.4: Comparativa de la adaptación de la red de adaptación cargada con 50Ω y la simulación

Después realizamos la medida de los parámetros de transmisión. Para esta medida, conectamos los puertos dos a dos con el analizador de redes cerrando los puertos no usados en la medida con impedancias de 50Ω , de manera que obtuvimos las siguientes comparativas.

Analizando las gráficas relacionadas con la transmisión al puerto de salida, la respuesta medida es comparable a la respuesta simulada. En las medidas existe un rizado de la señal, producido por una calibración del equipo no del todo precisa.

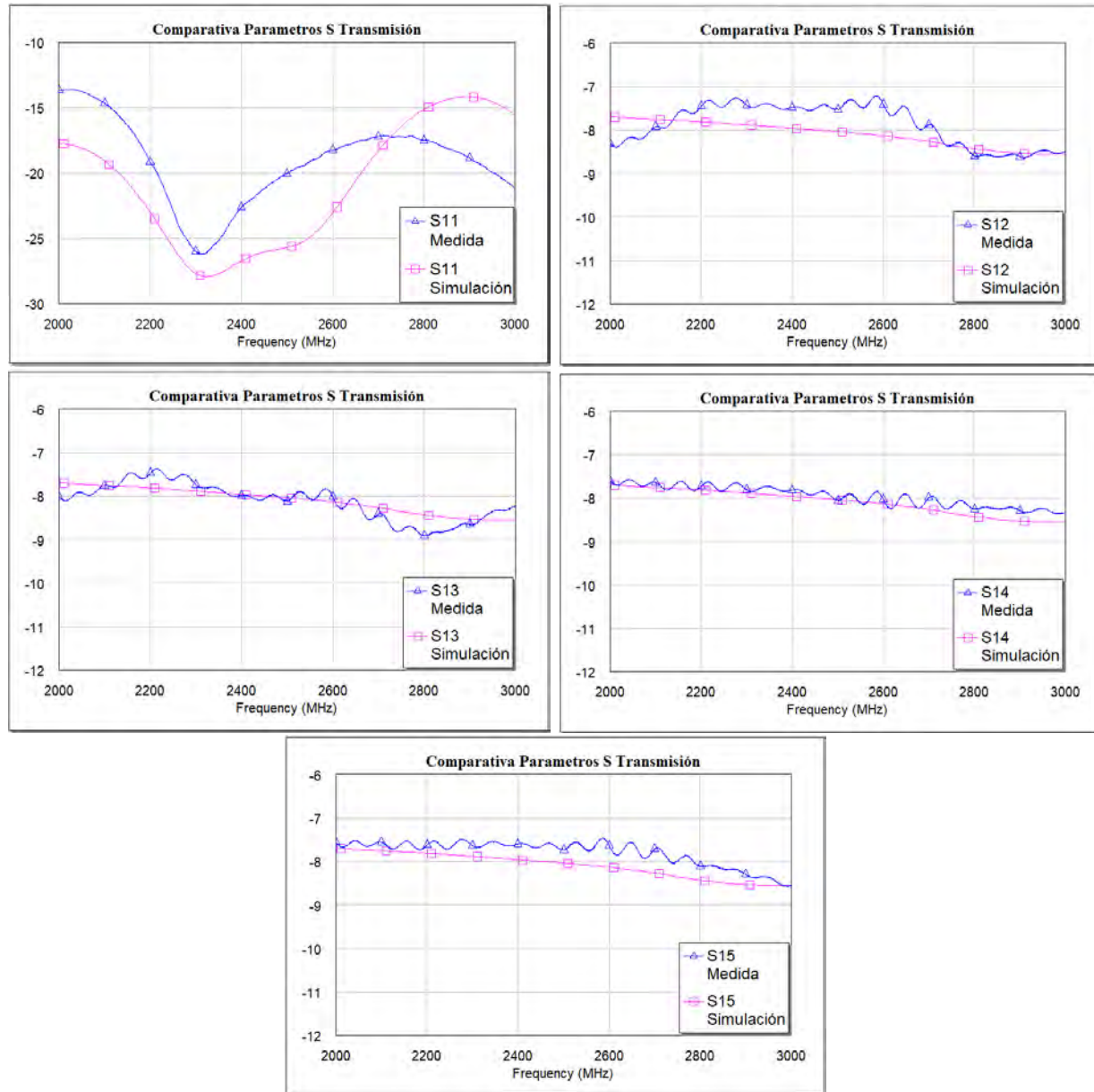


Figura 3.5: Parámetros S de la red BFN referentes al puerto de salida (Puerto 1)

Mostramos a continuación las gráficas relacionadas con la reflexión en los puertos de entrada.

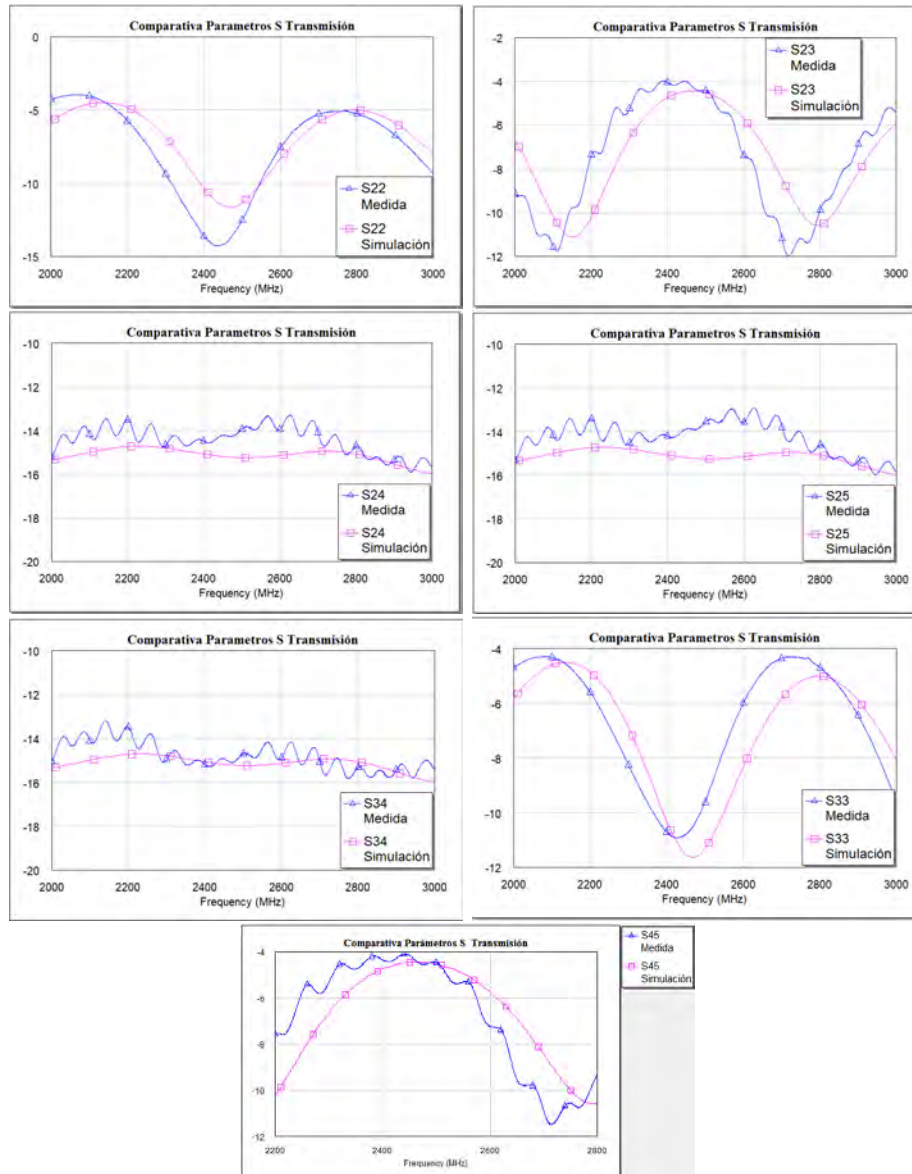


Figura 3.6: Parámetros S de la red BFN referentes a los puertos de entrada

Observamos que los parámetros obtenidos en la banda deseada son buenos, comparables a los teóricos. Las pequeñas diferencias que observamos pueden explicarse por las líneas de transmisión de los laterales. Éstas se encuentran muy cerca del borde de la placa tal y como puede observarse en la Fig. 3.3, lo que puede dar lugar a cambios en la impedancia en esos tramos debido al cambio de las condiciones de contorno en esa parte de la placa, lo que empeoraría la respuesta de la red.

3.1.3. Unión Antenas-Red BFN

Hemos medido también la adaptación del conjunto de las antenas y de la red. Hemos colocado las antenas de dos posiciones diferentes, para saber si esto afectaba a la adaptación final. El montaje ha sido de la siguiente manera, como se indica en las Fig.3.7 y 3.8.

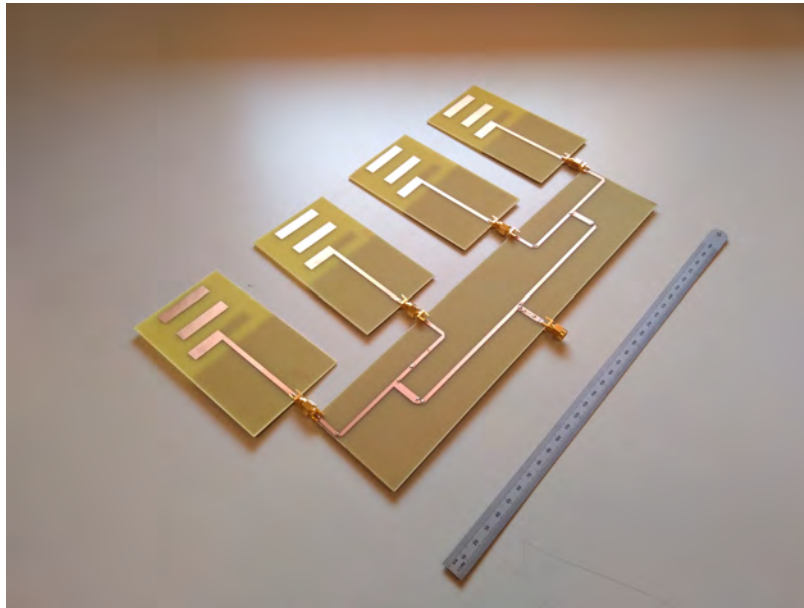


Figura 3.7: Montaje de la unión de las antenas en la red BFN con las antenas en horizontal

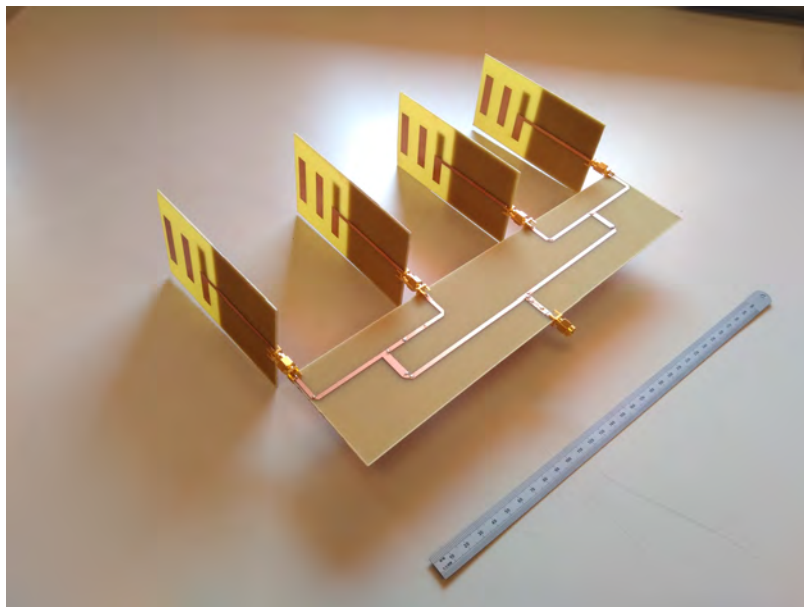


Figura 3.8: Montaje de la unión de las antenas en la red BFN con las antenas en vertical

Los resultados obtenidos en cuanto a la adaptación a la entrada se muestran en la Fig.3.9 para las orientaciones horizontal y vertical respectivamente.

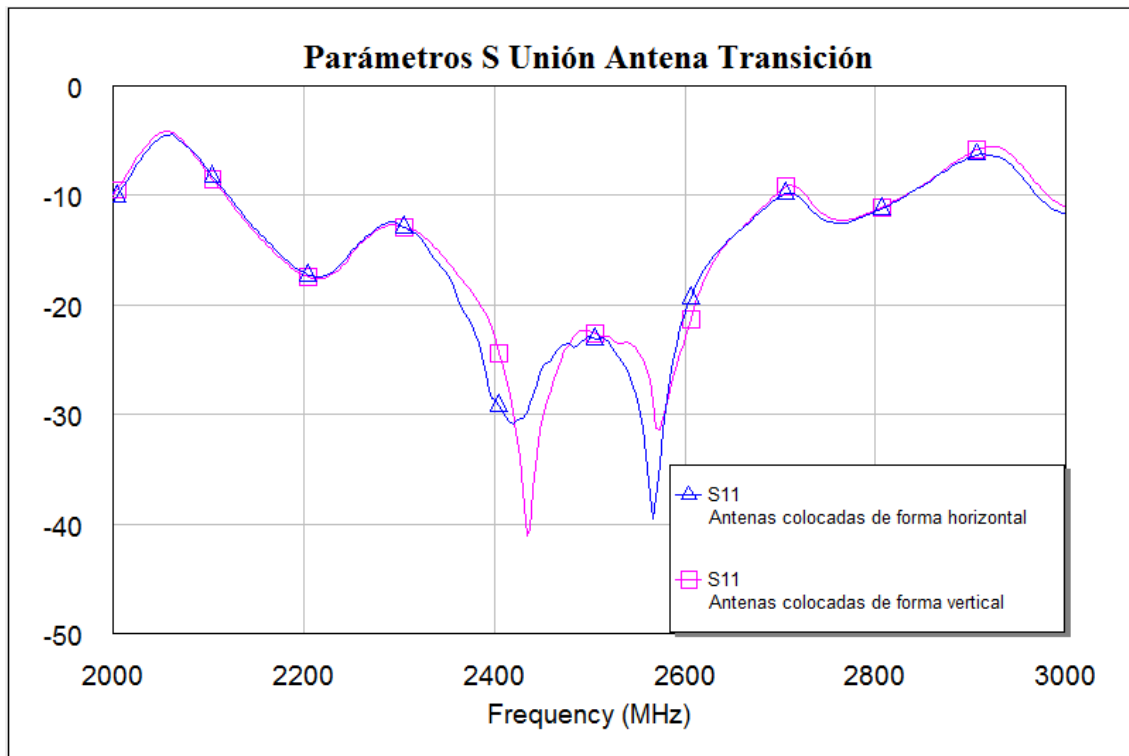


Figura 3.9: Adaptación a la entrada del divisor cargado con las antenas

Observamos que el resultado es similar al obtenido al estudiar los parámetros S de las antenas por separado.

3.1.4. Circuito rectificador

El circuito rectificador construido se muestra en la Fig. 3.10.

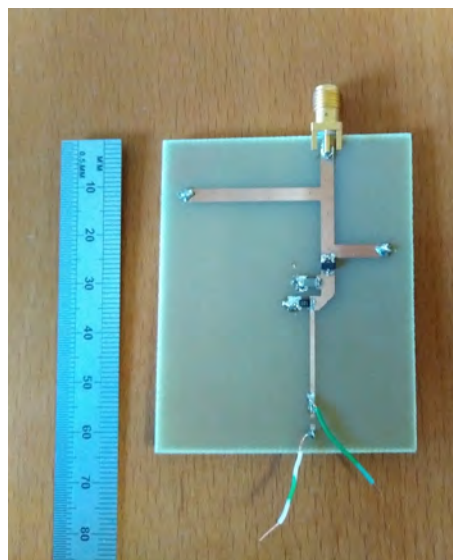


Figura 3.10: Circuito Rectificador

Al realizar medidas, observamos que la banda de adaptación se encuentra desplazada 200MHz por debajo de la banda obtenida de forma teórica. La causas más probables son la mala caracterización del diodo y la longitud de los stubs que conforman la red de adaptación del circuito.

Sin embargo, realizamos una prueba de la rectificación en la banda mejor adaptada, es decir, a 2188 Mhz, inyectando una señal con diferentes potencias. El resultado se muestra en la Fig.3.11.

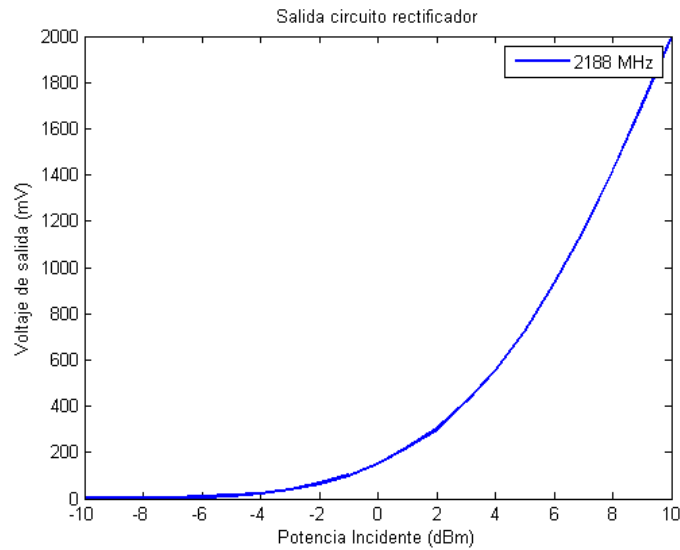


Figura 3.11: Relación Potencia de entrada - Tensión de Salida (Medida)

Como ya sabíamos, la transformación es cuadrática con respecto a la potencia incidente, lo que coincide con el modelo no lineal que habíamos planteado desde el principio.

Con el fin de salvar el diseño sin construir otro circuito distinto, decidimos modificar en el laboratorio el circuito para tratar de adaptarlo en la banda especificada. Para ello, modificaremos la medida de los stub ya presentes y añadiremos un stub mediante una cinta de cobre. Las modificaciones están señaladas con un círculo rojo en la Fig. 3.12

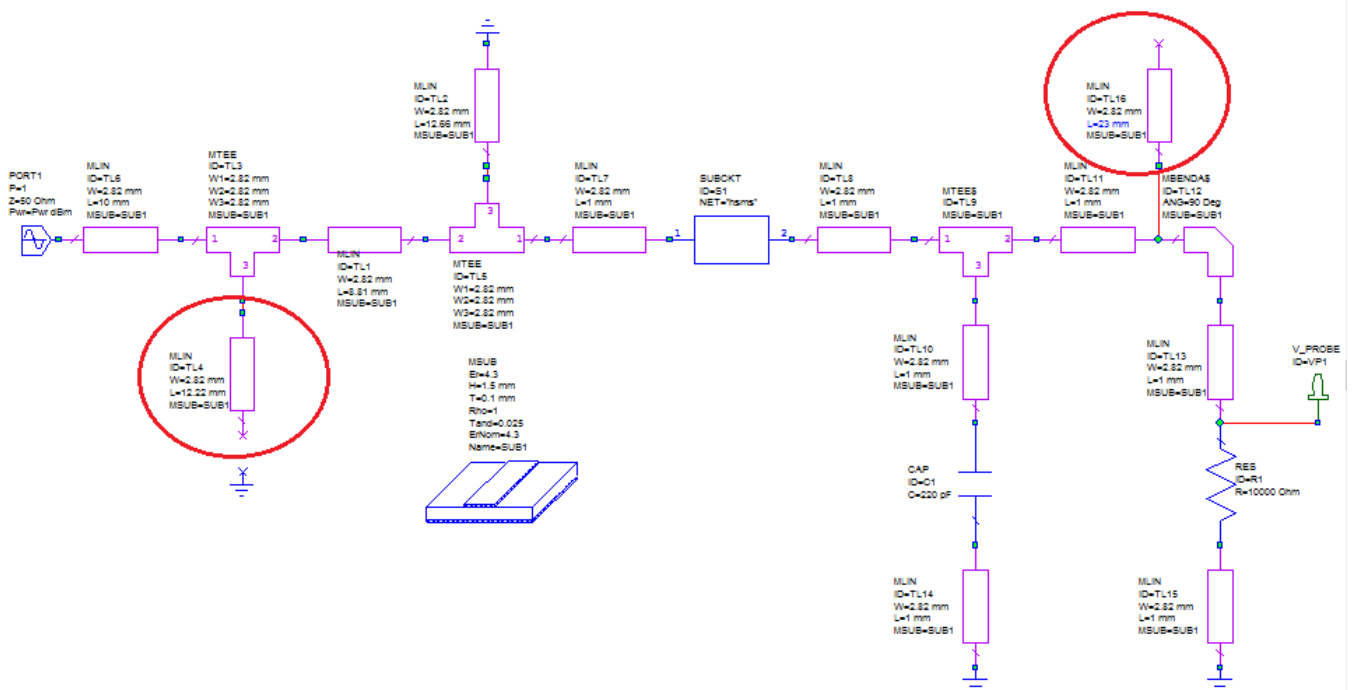


Figura 3.12: Modelo de diseño del arreglo del circuito rectificador

En la simulación de los parámetros S observamos que se mantiene adaptado en la banda deseada para potencias bajas y al aumentar la potencia de entrada disminuye la adaptación del circuito. En la Fig 3.13 se detalla la adaptación en función de varios niveles de potencia incidente, tal y como ocurría en la Fig. 2.23.

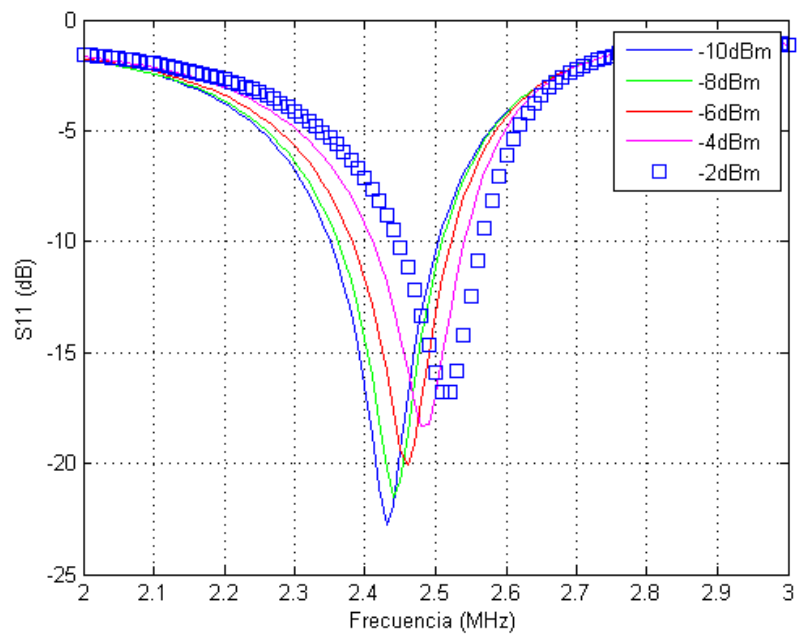


Figura 3.13: Adaptación simulada del nuevo circuito para diferentes potencias de entrada

El prototipo queda de la siguiente manera:

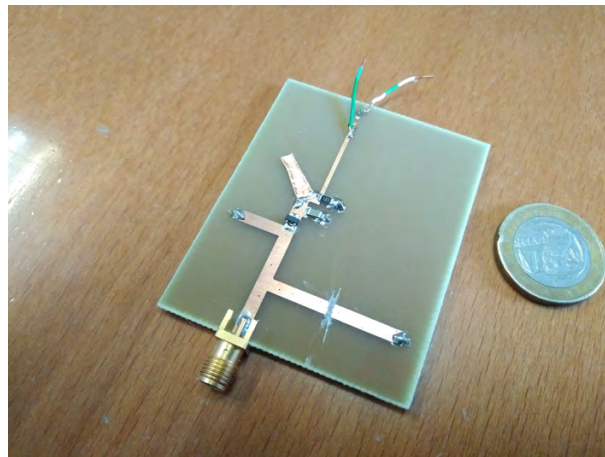


Figura 3.14: Circuito con el arreglo incorporado

Calculamos mediante el analizador de redes la adaptación del circuito rectificador para varias potencias de entrada.

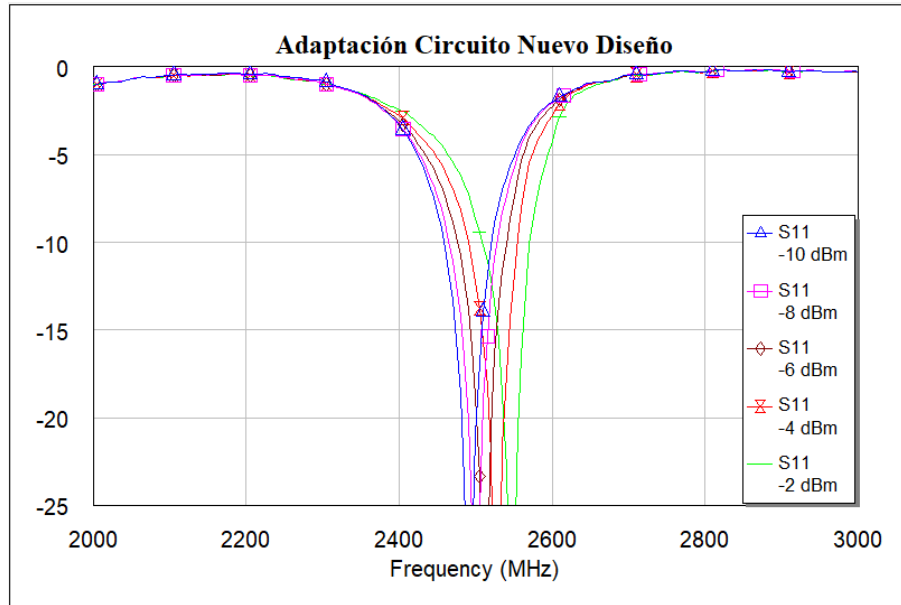


Figura 3.15: Adaptación del nuevo circuito rectificador para diferentes potencias de entrada

Calculamos la tensión detectada para la frecuencia de 2450 MHz, reflejada en la siguiente gráfica 3.16

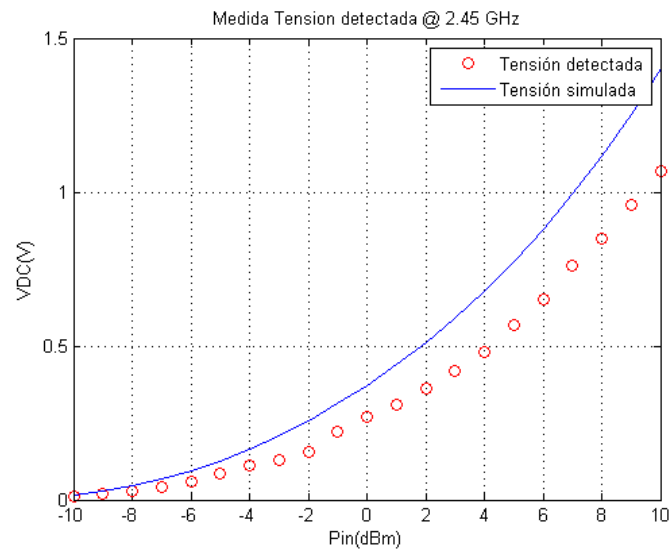


Figura 3.16: Relación Potencia - Voltaje de salida en el circuito vs Simulación

De esta forma hemos conseguido que nuestro circuito tenga una buena respuesta en la banda deseada, al igual que las antenas y la red que se conecta al circuito.

3.2. Enlace completo

El montaje completo de la rectena se puede observar en la Fig. 3.17.

Realizamos una prueba real del dispositivo completo. Transmiremos una portadora continua en la frecuencia de 2.45GHz con una potencia de transmisión de 20dBm.

La antena transmisora está formada por dos parches separados $\lambda/2$ excitados por un divisor ideal. La adaptación de la antena transmisora a la frecuencia de trabajo es de -13dB. Esta antena tiene una ganancia aproximada de 8dB.

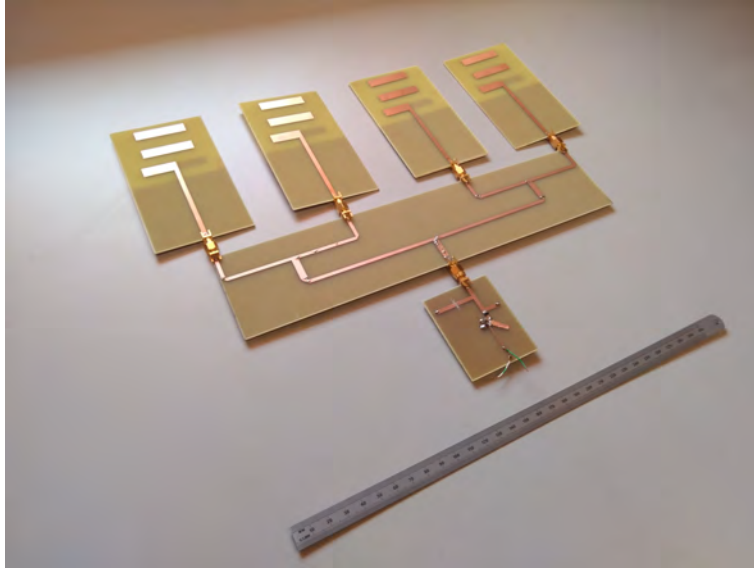


Figura 3.17: Montaje completo de la rectena

Según lo recogido en la Sec.A.2.1, la potencia máxima transmitible por la regulación americana son 30dBm, por lo que estamos cumpliendo con el nivel de señal permitido.

Además tendremos en cuenta pérdidas en los cables de 3 dB y pérdidas de inserción de 2 dB en la red BFN.

Para conocer qué potencia llega a la entrada del circuito rectificador, colocaremos el array de antenas con la red BFN a una distancia de 1 metro y mediremos con un analizador de espectros a la salida de la red. En la Fig. 3.19 se muestra la prueba del sistema.

Después conectaremos el circuito rectificador a la red y con un polímetro mediremos la tensión detectada donde se encontraba la sonda Vprobe en las simulaciones.

Para la prueba del enlace hemos utilizado el analizador de espectros HP8594E, con una banda de trabajo entre 9KHz y 2.9GHz; y un generador de señal Agilent N5181A MXG Analog Signal Generator con una banda de trabajo entre 100KHz y 3GHz.

3.2.1. Resultados teóricos

Mediante simulaciones en los diseños y cálculos obtenemos los resultados teóricos de nuestra prueba.

Por la ecuación de Friis, para unas condiciones de espacio libre y misma polarización en las antenas transmisora y receptora:

$$P_r = \frac{P_{pire} G_r}{L_c} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

Siendo P_{pire} la potencia transmitida incluyendo la ganancia de la antena transmisora, L_c las pérdidas por cables e inserción de la red, G_r la ganancia de la antena receptora, y d la distancia entre antena transmisora y receptora.

Calculamos la potencia recibida a la entrada del circuito rectificador.

A una distancia de 1 m, la potencia recibida por el circuito rectificador es de -3.83 dBm.

Con una potencia de -3.83 dBm, el circuito presenta la siguiente respuesta a la salida.

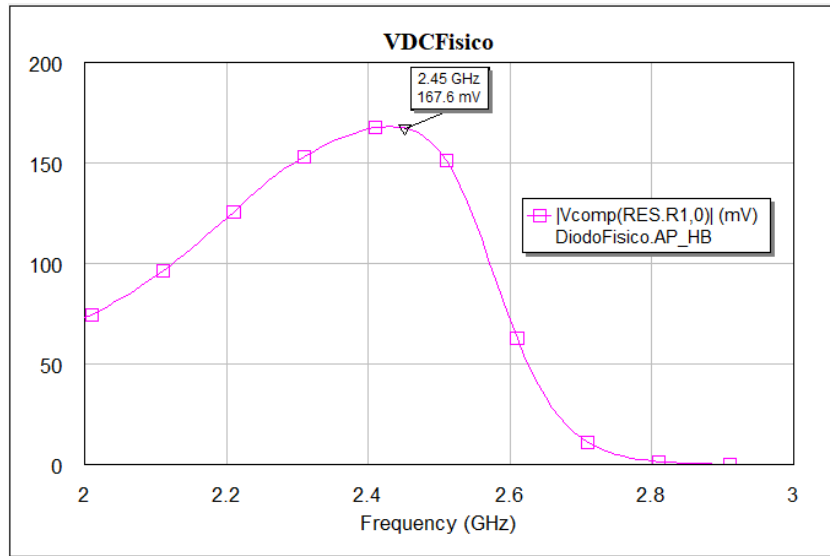


Figura 3.18: Tensión de salida del circuito simulado

Observamos como a la frecuencia utilizada para el cálculo obtenemos un valor de 167.6 mV.

3.2.2. Prueba del Sistema completo

Realizamos el montaje de la prueba, detallada en la Fig. 3.19.



Figura 3.19: Prueba de la rectena

La potencia de salida de la red BFN en estas condiciones es de -3dBm. Posteriormente conectamos el circuito rectificador a la red BFN y obtenemos una tensión detectada de 0.13V, por lo que el resultado final es bueno comparado con el valor de 167mV que predice el cálculo teórico anterior, quedando así demostrada la viabilidad del sistema propuesto.

Capítulo 4

Conclusiones

En el presente Trabajo Fin de Grado se ha diseñado una rectena que funciona a una banda de 2.45GHz, con una potencia dentro de los niveles adecuados para su utilización en ambientes de dominio público, obteniendo una tensión de entrada detectable y acorde con las simulaciones realizadas por los programas de simulación. La rectena consta de un array de cuatro antenas dipolares impresas y su red de combinación junto con un circuito rectificador basado en diodo Schottky.

La antena diseñada es una combinación de varias configuraciones de antenas, realizando una antena de ganancia alta. A partir de la teoría de un dipolo de hilos, hemos transportado el diseño a un dipolo impreso. Además, aplicando los conocimientos en antenas Yagi, hemos añadido directores que mejoran de manera notable la respuesta de la antena.

El circuito rectificador se ha realizado en la configuración más básica para conocer que limitaciones tienen estos tipos de circuitos, y en especial, la respuesta de los diodos Schottky a niveles bajos de potencia. Al no tener una respuesta lineal, el esfuerzo por conseguir un equilibrio entre la adaptación del circuito en la banda deseada a la entrada del circuito y la eficiencia en la rectificación de la señal RF ha sido la parte más difícil de lograr. Incluso en el prototipo descubrimos que la respuesta del modelo del diodo era incorrecta, provocando una solución ya no desde la simulación, sino en el prototipo de forma directa. Finalmente, obtuvimos una respuesta dentro de los objetivos que nos habíamos marcado.

Al darnos cuenta de la necesidad de potencia para que la respuesta del diodo fuera correcta, y en consiguiente, la obtención de tensión a la salida del circuito rectificador, decidimos realizar un array de antenas, con su correspondiente red BFN. Al diseñar la red BFN tuvimos varias complicaciones. La primera de ellas fue las altas pérdidas que producían los tramos largos que se necesitaban para distanciar las antenas entre sí. Esto producía pérdidas entre el array de antenas y el circuito rectificador, pero la ganancia del array era mayor, por lo que estas pérdidas eran asumibles. Otro de los problemas a los que nos enfrentamos fue la elección de la topología más adecuada para la red combinadora de potencia, en concreto, la elección de los tamaños e impedancias características de las líneas de transmisión. Existen múltiples variaciones a la hora de realizar esta red, pero el fotograbado limitaba que los tramos de línea fueran muy estrechos por el riesgo de que no salieran correctamente en los prototipos. Además, la limitación en el tamaño de la red por la máquina de fotograbado limitó también la ganancia del array.

La interconexión de los diferentes módulos que hemos desarrollado en uno solo, realizando una prueba física en la que hemos realizado una transmisión y la detección de esta potencia captada y transformada en tensión continua constituye un éxito en el Trabajo Fin de Grado realizado.

El principal problema de la rectena es la necesidad de altas potencias para la rectificación de la señal. Como hemos observado en las pruebas físicas, la distancia entre transmisor y receptor para detectar tensión es pequeña.

En futuros trabajos o líneas de investigación, se podrían estudiar soluciones para aumentar la potencia incidente en el circuito rectificador que forma parte de la rectena. A continuación damos varios ejemplos que podrían tratarse.

1. Aumento de elementos en el array de antenas

La mejora en las antenas puede darse mejorando la ganancia final que añaden a la potencia recibida.

Podríamos aumentar el número de elementos que componen el array, modificando la red BFN que tenemos ahora, o realizando un array bidimensional. Esto añadiría otra red BFN en otra dimensión, uniendo los dos niveles de array de antena. Esto aumentaría la potencia incidente a la entrada del circuito rectificador.

Además, como hemos visto, la respuesta del circuito rectificador varía en función de la potencia incidente, por lo que habría que modificar el circuito rectificador de manera que estuviera adaptado a la nueva potencia de entrada.

2. Captación de señales en varias frecuencias simultáneamente

Otra solución para mejorar la obtención de tensión a la salida sería utilizar señales de varias frecuencias.

La manera de realizar esto es diversa. Podrían diseñarse antenas de banda ancha, y redes BFN que combinen las señales de misma frecuencia. Estas señales irían a circuitos rectificadores para las diferentes frecuencias y finalmente unir las tensiones de salida de cada circuito rectificador en serie.

3. Mejora en la topología del circuito rectificador

En la Sec.1.3.3 hemos visto distintas topologías del circuito rectificador. Podríamos diseñar un circuito rectificador con una topología diferente a la utilizada por nosotros y obtener una eficiencia mayor de rectificación de la potencia incidente.

Otro punto a tratar sería el estudio de los diodos Schottky para mejorar su respuesta a niveles bajos de frecuencia.

Apéndice A

Marco regulador

A.1. Estándares técnicos

A.1.1. Tecnología WIFI

Nuestro proyecto se basa en la cosecha de energía proporcionada por ondas electromagnéticas en una de las bandas utilizadas para industria, ciencia y medicina (*INDUSTRIAL, SCIENTIFIC AND MEDICAL*, o ISM), que comprende entre otras las bandas:

- 13533-13567 kHz
- 26957- 27283 kHz
- 40.66-40.70 MHz
- **2400-2500 MHz**
- 5725-5875 MHz
- 24-24.25 GHz

Las bandas anteriormente citadas se encuentran recogidas en [21].

Estas bandas están reservadas para uso no comercial, por lo que no es necesaria una licencia para poder transmitir en ellas. Estas bandas están utilizadas, por ejemplo, por tecnologías como WIFI (la tecnología que tiene como objetivo nuestro trabajo) o Bluetooth.

La utilización de la banda de 2400-2500 MHz para la tecnología WIFI está recogida en el estándar [5]. Este estándar es válido a nivel mundial, por lo que nuestro prototipo podría ser válido para cualquier lugar.

Sin embargo, destacaremos la parte de la regulación nacional que nos afecta. En nuestro caso cabe destacar la regulación de asignación de frecuencias que se realiza en cada país. En España esta atribución se incluye en el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF), que determina las reglas de la banda ISM citadas anteriormente. Además regula que los dispositivos utilizados dentro de esta banda no interfieran unos con otros [10].

A.2. Potencia de transmisión en elementos de corto alcance (SRD)

La potencia de transmisión para ondas electromagnéticas está regulada para evitar un impacto en la salud de los ciudadanos. Dependiendo de la zona existe una regulación u otra. Nos centraremos en las más importantes, que son la regulación americana y la regulación europea.

A.2.1. Regulación Americana

En la regulación Americana, el órgano más importante es la comisión federal de comunicaciones (*Federal Communications Commission*, o FCC). Dentro de este órgano, encontramos el *Electronic Code of Federal Regulations*, que recoge toda la regulación sobre el tema. En particular, para nuestro trabajo nos interesa el apartado [18] donde trata los usos de los dispositivos en la banda ISM, nos proporciona la información de potencia máxima transmitible. En el caso de dispositivos que trabajen en la banda ISM, la potencia máxima de transmisión es de 1W PIRE, es decir, 30 dBm teniendo en cuenta la pérdidas de la línea y la ganancia de la antena.

A.2.2. Regulación Europea

Dentro de la regulación europea, la fuente que nos da estos datos de transmisión máximos es la ETSI. En concreto, en [6] encontramos que la potencia máxima de transmisión para elementos de corto alcance es de 20 dBm PIRE.

A.2.3. Regulación Nacional

En cuanto a nivel nacional, añade, además de lo citado en la regulación europea, la regulación recogida en el Real Decreto 1066/2001, del 28 de Septiembre de 2001 [2] establece la protección del dominio público radioeléctrico, restricciones y medidas de protección frente a emisiones electromagnéticas.

El texto cita:

«Entre 100 kHz y 10 GHz se proporcionan restricciones básicas del SAR para prevenir la fatiga calorífica de cuerpo entero y un calentamiento local excesivo de los tejidos.»

El SAR es la tasa de absorción específica, definida como la potencia máxima que un tejido vivo puede absorber de un campo electromagnético. Se mide en [W/Kg].

Para la frecuencia a la que trabajamos se define el SAR máximo al que puede someterse una persona con los siguientes valores (10 MHz - 10 GHz):

1. SAR medio del cuerpo entero: 0.08 W/kg.
2. SAR localizado (cabeza y tronco): 2 W/kg.
3. SAR localizado (miembros): 4 W/kg.

De esta manera evitamos que las personas se vean afectadas por las emisiones de transmisión que alimentarían nuestra rectena.

Apéndice B

Entorno Socio-Económico

B.1. Impacto Social

Para observar el impacto de nuestro proyecto podemos fijarnos en los diferentes proyectos que se desarrollan tanto a nivel nacional y europeo sobre el uso de la energía, por lo que los clasificaremos de esa manera.

B.1.1. Entorno Nacional

A nivel nacional, encontramos toda la información sobre los objetivos energéticos en la página Web oficial del Ministerio de Energía, Turismo y Agenda Digital [16].

El ministerio realiza un documento llamado "Libro de la Energía"[15], donde se informa de la situación de la demanda energética, clasificándolo por sectores (eléctrico, nuclear, carbón, gas natural y petróleo); de la investigación de hidrocarburos en el país, de la eficiencia energética a nivel nacional y las investigaciones y desarrollo dentro del sector, entre otras cosas.

Nuestro proyecto estaría englobado en la parte de eficiencia energética, ya que podríamos utilizar la energía residual de las comunicaciones electromagnéticas para alimentar dispositivos de baja potencia mediante rectenas; además, como hemos explicado anteriormente, también podemos utilizarlo para transportar energía a lugares donde es difícil llevarla de otra forma.

B.1.2. Entorno Europeo

En cuanto al entorno europeo, el documento más importante a nivel tecnológico es el programa horizonte 2020, donde encontramos el plan estratégico de tecnología energética (SET-Plan)[1], que se encarga de acelerar el desarrollo de tecnologías con bajas emisiones de carbono.

Para el desarrollo de este plan se han creado las European Technology and Innovation Platforms (ETIPs), grupos en los que los países europeos trabajan en conjunto centrándose cada uno en un tema energético. Los diferentes grupos son:

1. ETIP Wind
2. ETIP PV
3. Ocean Energy Europe
4. European Geothermal Energy Council
5. **The European Innovation Partnership on Smart Cities and Communities marketplace**
6. Smart Networks for Energy Transition
7. ETIP on Renewable Heating and Cooling

8. European Biofuels Technology Platform
9. CCS Platform
10. Sustainable Nuclear Energy Technology Platform

Nuestra idea podría incluirse dentro de la ETIP marcada en negrita, ya que trata de la eficiencia dentro de las smart city. El ejemplo de los sensores de baja potencia explicados anteriormente es válido para esa plataforma de desarrollo, pudiendo ser un apartado de investigación interesante.

B.2. Planificación

En primer lugar realizaremos un apartado para detallar la planificación del proyecto, especificando los tiempos de cada acción.

1. Recolección de información

En primer lugar recolectamos información sobre las rectenas, los tipos de circuitos rectificadores que pueden utilizarse, los niveles de potencia necesarios para su utilización, tipos de topologías de rectenas... Obtenemos esta información de artículos como los citados en los anexos de la memoria.

2. Obtención de los programas y sus licencias

Posteriormente obtenemos los programas y sus licencias correspondientes para el modelado tanto de los prototipos como del modelado de datos. Los programas requeridos serán CST Studio Suite, AWR Desing Enviroment 12, AutoCad y Matlab. Para el caso de AWR y AutoCad solicitamos licencias de estudiante para poder utilizarlas desde casa.

3. Diseño de los prototipos

Realizamos el diseño de los prototipos de acuerdo a lo recogido en 1.4 y obtenemos los fotolitos para su construcción.

4. Construcción de los prototipos

Realizamos la construcción de los prototipos a partir de los fotolitos obtenidos. El proceso utilizado para la construcción se puede ver en [11].

5. Medición de los prototipos

Mediante el analizador vectorial realizamos las medidas de los prototipos y procesamos los datos obtenidos con Matlab.

6. Escritura de la memoria del proyecto

Durante todo el proceso anterior realizamos la escritura de la memoria que recoge todo el trabajo realizado.

En el siguiente Gantt recogemos todos los tiempos y tareas del proyecto.

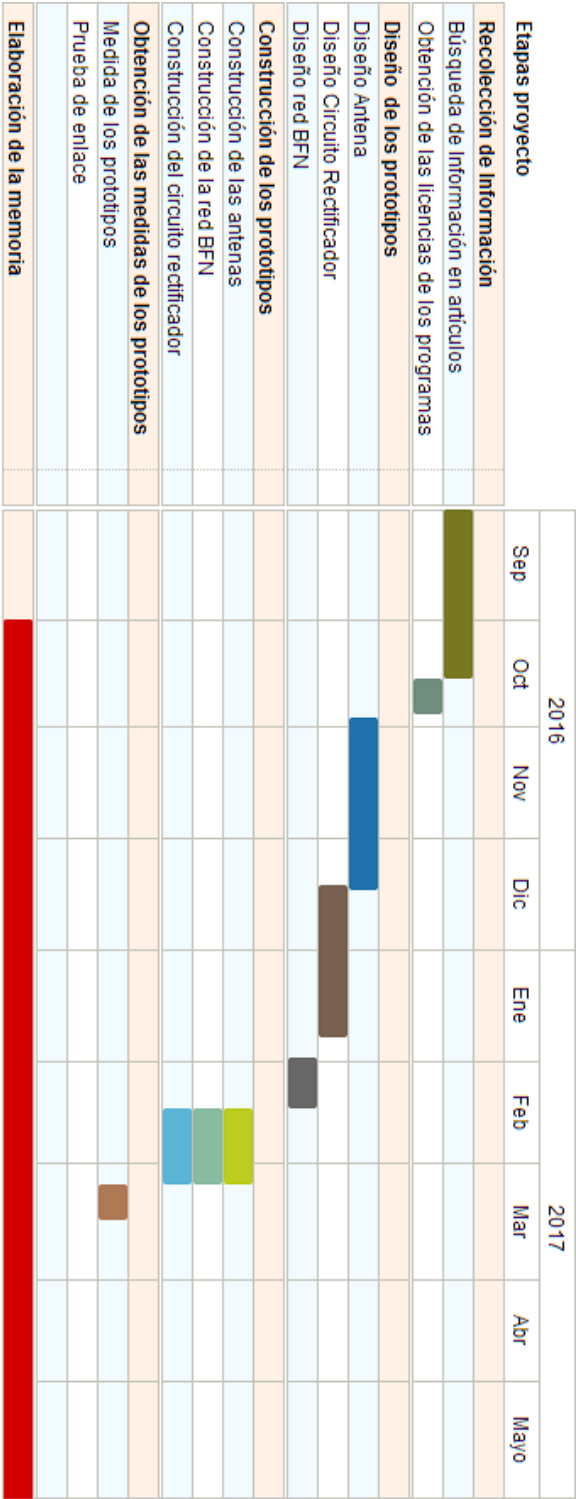


Figura B.1: Esquema Gantt del proyecto

B.3. Presupuesto de elaboración

A continuación, se detallan los gastos de elaboración del proyecto.

B.3.1. Recursos materiales

En primer lugar, tendremos en cuenta los gastos materiales para realizar el proyecto.

Detallamos los gastos producidos por el diseño de los prototipos, es decir, gastos de ordenador y licencias de los programas utilizados.

Producto	Tiempo de uso	Precio	Coste
Ordenador	-	500,00€	500,00€
Licencia CST Microwave Studio	9 meses	2.499,00€	1874,25€
Licencia AWR Design Enviroment	9 meses	2.500,00€	1875,00€
Licencia AutoCad	9 meses	459,80€	344,85€
Licencia Matlab	9 meses	2.000,00€	1500,00€
Total			6094,10€

Tabla B.1: Gastos Materiales relacionados con el diseño

Siendo el coste

$$Coste = Precio \frac{\text{Tiempo de uso}}{1 \text{ año}} \quad (\text{B.1})$$

Ahora detallamos los precios de los productos con los que se llevaron a cabo la fabricación y montaje de los prototipos. El coste de las máquinas está ponderado por el tiempo de uso de las mismas durante el proyecto.

Producto	Precio
Placa de prototipado	20,00€
Máquinas de fabricación de placas	200,00€
Analizador de redes	517,18€
Conectores SMA	36,00 €
Total	773,18€

Tabla B.2: Gastos relacionados con la fabricación y medida de los prototipos

B.3.2. Recursos Humanos

Posteriormente, calculamos los gastos humanos del proyecto, esto es, el gasto del proyecto debido a los sueldos de los trabajadores. En este caso tenemos en cuenta el gasto de un ingeniero junior y de un ingeniero senior, es decir, el tutor a cargo del ingeniero junior.

Categoría	Periodo de duración	Salario Neto mensual	Coste
Ingeniero Junior	9 meses	1351.43€	12.162,87€
Ingeniero Senior	9 meses	3024.66€	27.221,94€
Total			39.384,81€

Tabla B.3: Gastos Humanos

Obtenemos un gasto total del proyecto de 46.252,09 €.

Apéndice C

Abstract

The aim of this project is to design and build a rectenna, which is an element that harvests electromagnetic energy from the environment and transforms it to electrical energy.

Rectenna are composed of three basic elements: the captation antenna, the rectifying circuit and the storage device. Here we focus on the design of the antenna and the rectifying circuit.

The first part of the project consists of designing the antenna that captures the electromagnetic energy. We use a full wave analysis program (CST) to do this. Our antenna is inspired in antipodal antennas combining elements of the classical yagi antenna.

The result of our design is displayed in Fig. C.1.

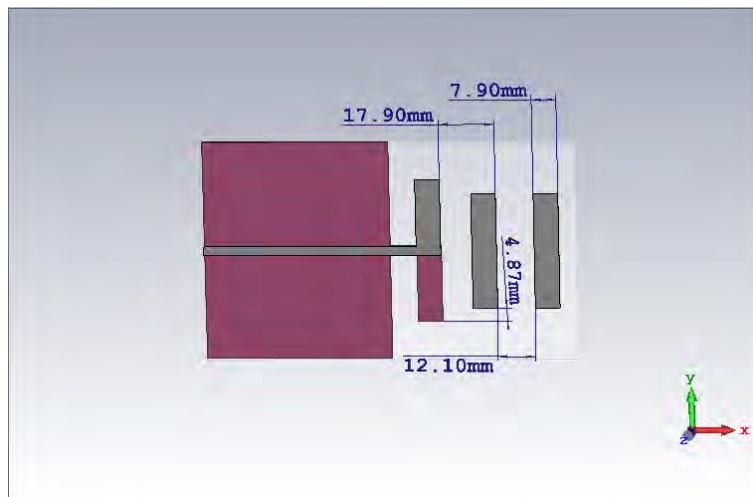


Figura C.1: Antenna schematic

This antenna gives us a gain of 6.72 dB and a good impedance matching in the frequency band we are going to work, namely the 2.4GHz ISM frequency band.

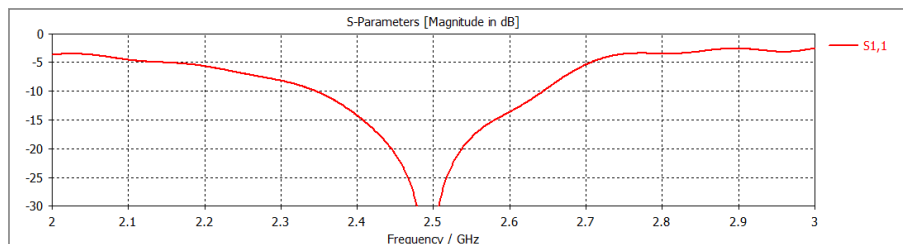


Figura C.2: Antenna matching

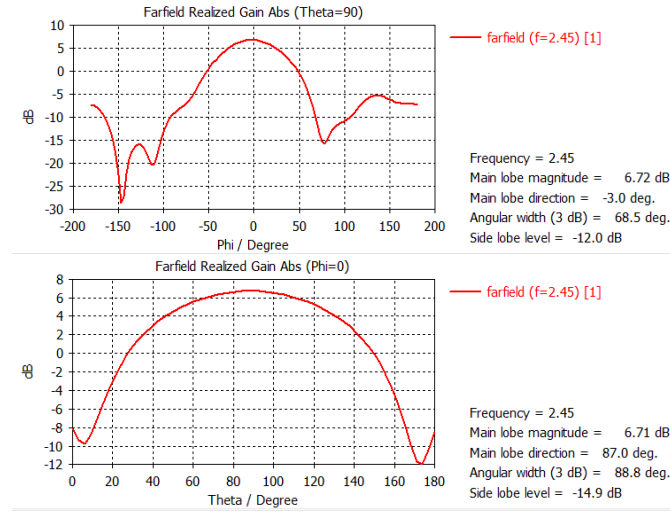


Figura C.3: Gain of the antenna

The next part we are going to design is the rectifying circuit. It consists of a simple schematic with a Schottky diode, a capacitor and a resistance. Also we add an matching network before the rectifying circuit in order to obtain all the power from the antenna. We use the program AWR[17] for this purpose.

The circuit looks like the figure C.4.

We can see the matching of the circuit for different levels of input power in the figure C.5.

Due to the necessity of a high level of input power to measure the output voltage of the circuit, we decide to make an array of antennas. To join all the power, we design a combiner.

The combiner consists of a Beam Forming Network (BFN) to join 4 antennas into 1 port. The designed combiner is shown in the Fig. C.6.

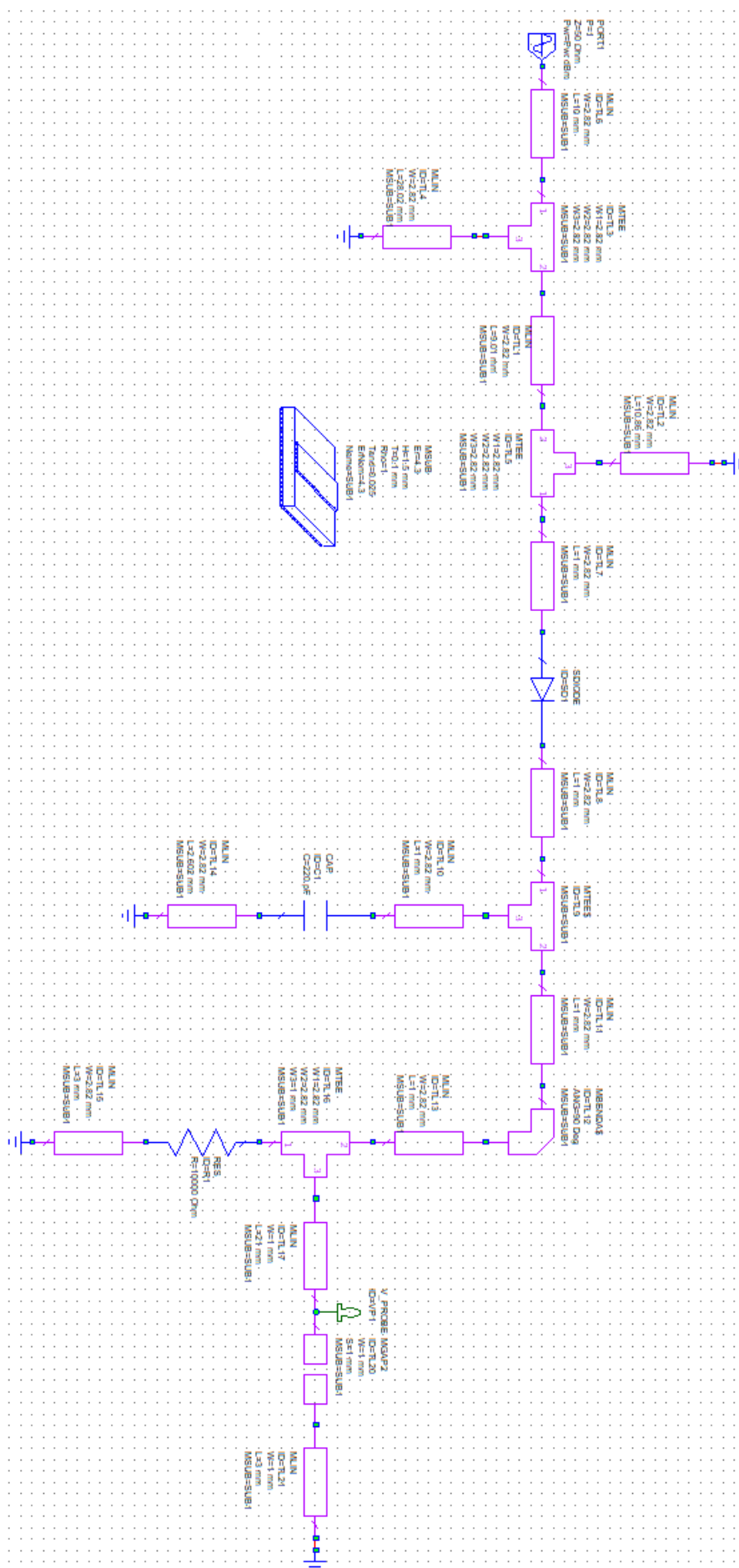


Figura C.4: Rectifying circuit design

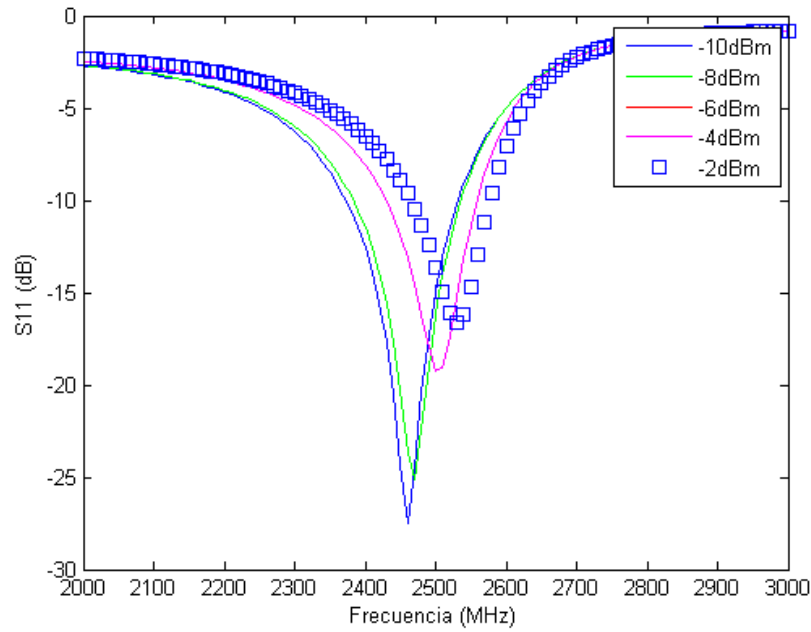


Figura C.5: Matching of the rectifying circuit for different levels of input power

The S parameters for the BFN are similar to the results obtained in the simulations. It is interesting to notice that we cannot insulate port 2 and 3 between them, due to the configuration of the network.

Next, we manufactured the prototypes of each part of the rectenna.

We analyzed the different parts of the rectenna individually and we saw a problem in the rectifying circuit. The work band had moved to 2188 MHz, probably due to a bad characterization of the diode in the non-linear simulations. We decided to modify the circuit in order to fix it.

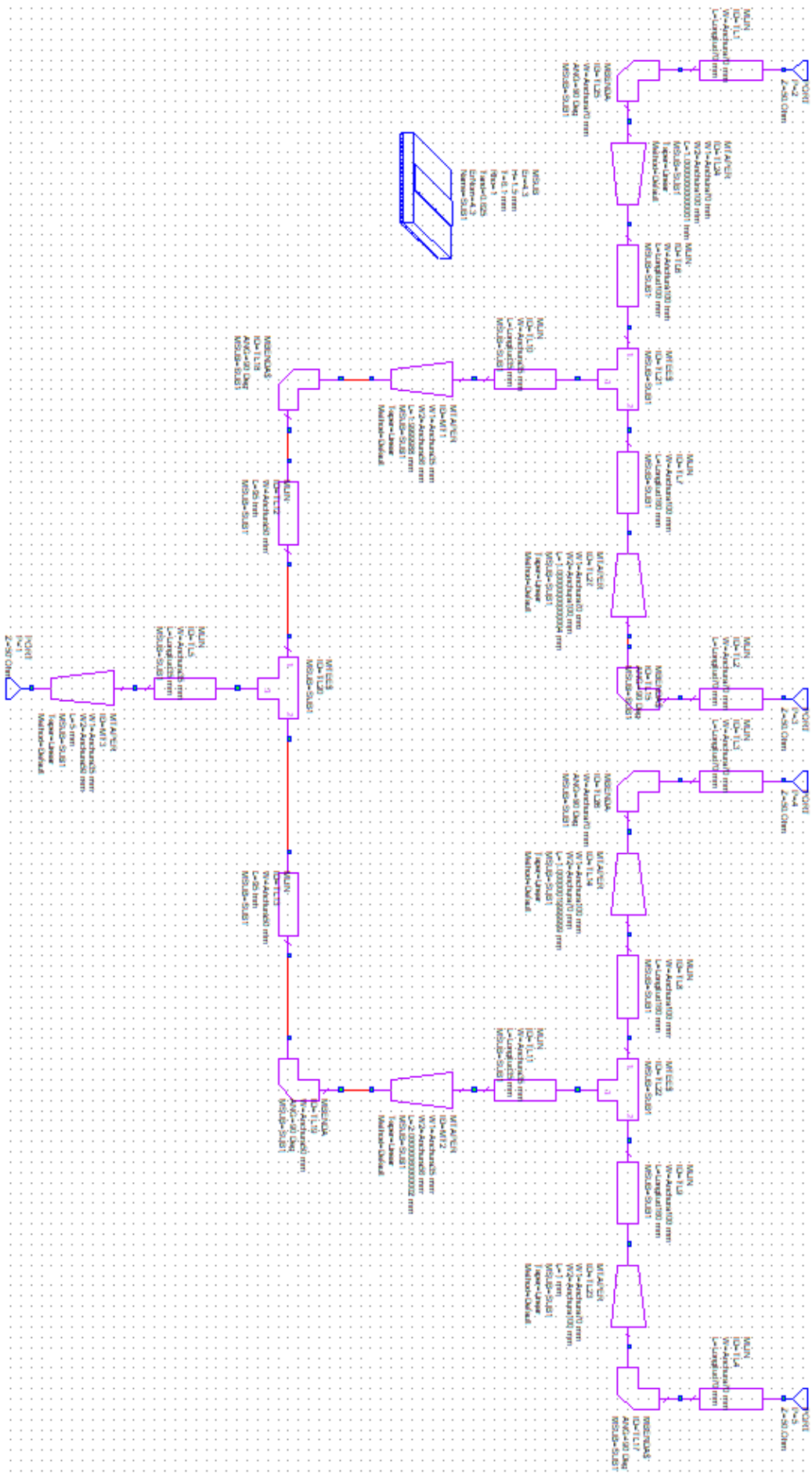


Figura C.6: BFN network design

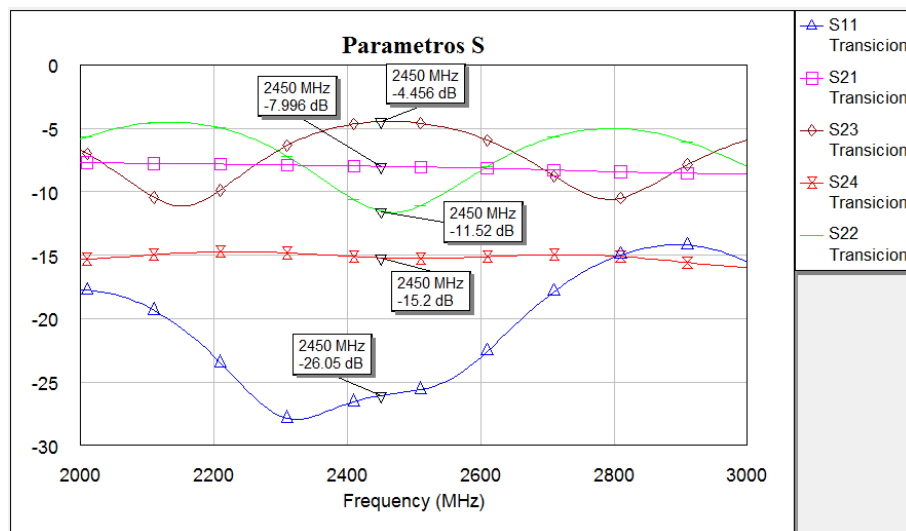
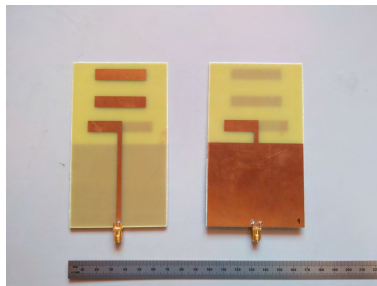
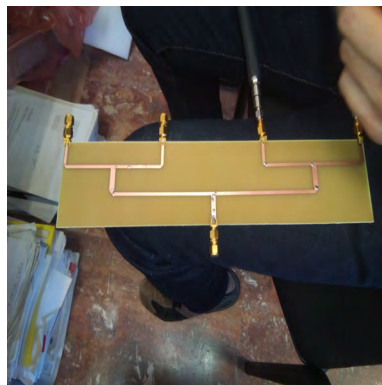


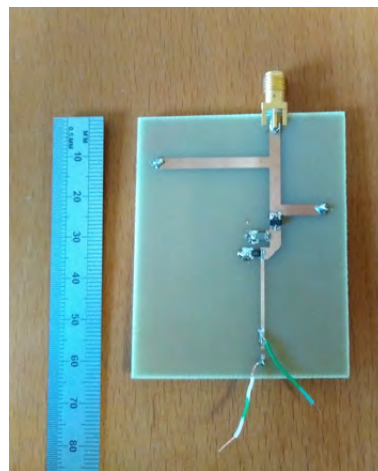
Figura C.7: S parameters of BFN network



(a) Antenna



(b) BFN



(c) Rectifying circuit

Figura C.8: Antennas, BFN network and rectifying circuit

The final circuit with the modifications is the Fig.C.9. To modify the circuit we have shortened one of the existing stubs in the matching network, and we have added another stub.

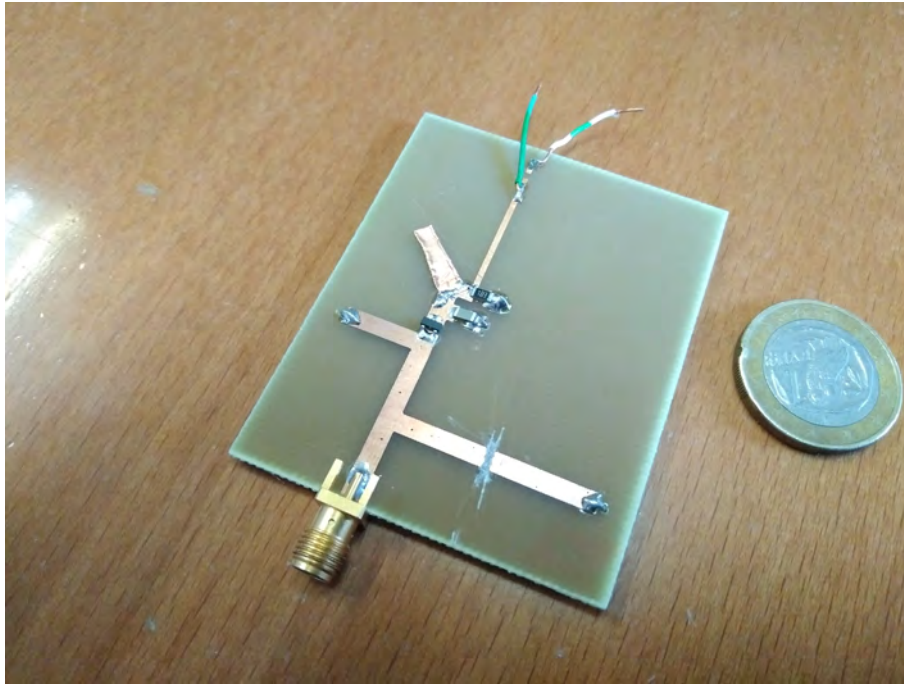


Figura C.9: Final rectifying circuit showing the modifications

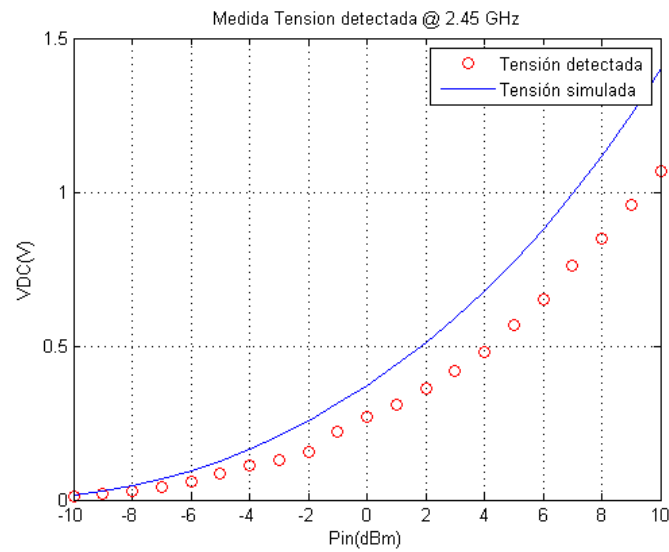


Figura C.10: Output voltage in the rectifying circuit and its simulation

Finally, the three parts of the rectenna (Fig.C.11) are prepared to probe it. We join them and we use a polimeter to obtain the outpput voltage.

Using a transmitting antenna with a gain of 8 dB, transmitting 20dBm of power in an distance of 1 meter, we have obtained a output voltage of 0.13V. In simulations we have obtained a voltage of 167mV, so the results of the final work have been succesful.

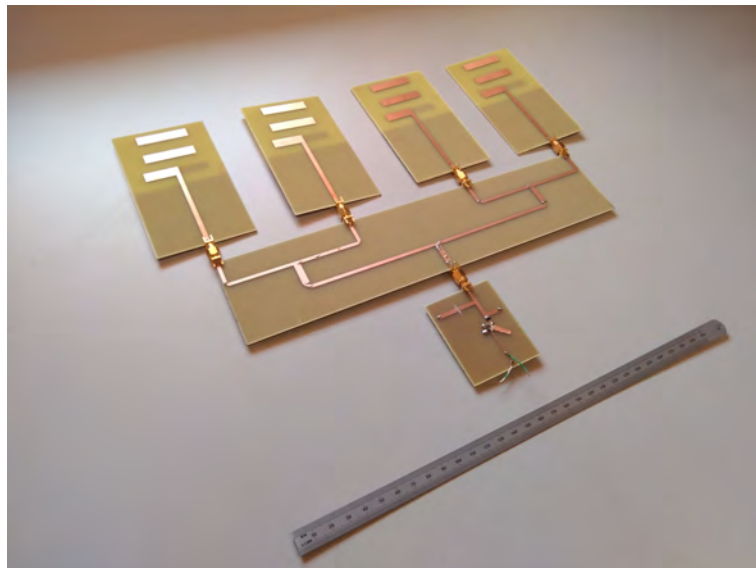


Figura C.11: Final rectenna

Apéndice D

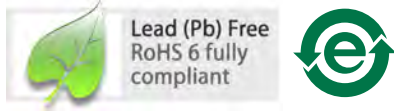
Hoja de características HSMS-281x

HSMS-281x

Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes



Data Sheet



Description/Applications

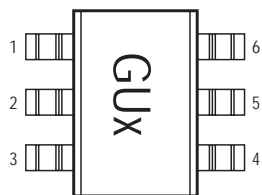
These Schottky diodes are specifically designed for both analog and digital applications. This series offers a wide range of specifications and package configurations to give the designer wide flexibility. The HSMS-281x series of diodes features very low flicker (1/f) noise.

Note that Avago's manufacturing techniques assure that dice found in pairs and quads are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest degree of match.

Features

- Surface Mount Packages
- Low Flicker Noise
- Low FIT (Failure in Time) Rate*
- Six-sigma Quality Level
- Single, Dual and Quad Versions
- Tape and Reel Options Available
- Lead-free
- For more information see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.

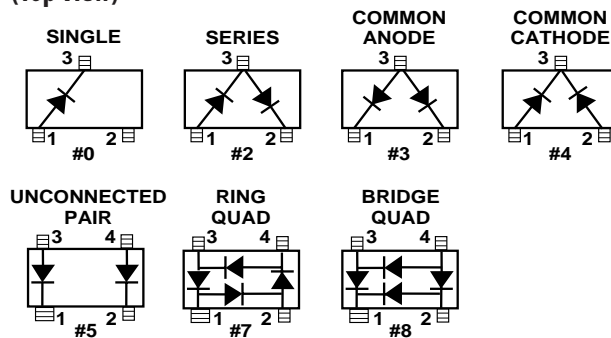
Pin Connections and Package Marking



Notes:

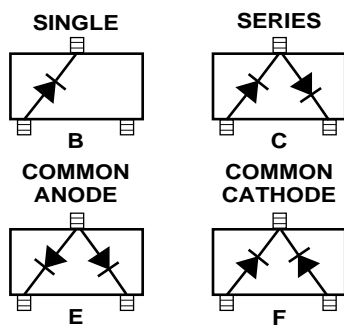
1. Package marking provides orientation and identification.
2. See "Electrical Specifications" for appropriate package marking.

Package Lead Code Identification, SOT-23/SOT-143 (Top View)



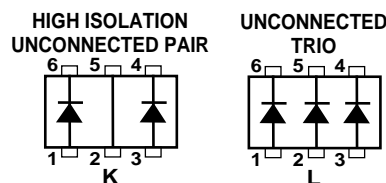
Package Lead Code Identification, SOT-323

(Top View)



Package Lead Code Identification, SOT-363

(Top View)



Absolute Maximum Ratings^[1] T_C = 25°C

Symbol	Parameter	Unit	SOT-23/SOT-143	SOT-323/SOT-363
I _f	Forward Current (1 μs Pulse)	Amp	1	1
P _{IV}	Peak Inverse Voltage	V	Same as V _{BR}	Same as V _{BR}
T _j	Junction Temperature	°C	150	150
T _{stg}	Storage Temperature	°C	-65 to 150	-65 to 150
θ _{JC}	Thermal Resistance ^[2]	°C/W	500	150

Notes:

- 1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
- 2. T_C = +25°C, where T_C is defined to be the temperature at the package pins where contact is made to the circuit board.

ESD WARNING: Handling Precautions Should Be Taken To Avoid Static Discharge.

Electrical Specifications T_C = 25°C, Single Diode^[3]

Part Number HSMS ^[4]	Package Marking Code	Lead Code	Configuration	Minimum Breakdown Voltage V _{BR} (V)	Maximum Forward Voltage V _F (mV)	Maximum Forward Voltage V _F (V) @ I _F (mA)		Maximum Reverse Leakage I _R (nA) @ V _R (V)		Maximum Capacitance C _T (pF)	Typical Dynamic Resistance R _D (Ω) ^[5]
2810	B0	0	Single	20	410	1.0	35	200	15	1.2	15
2812	B2	2	Series								
2813	B3	3	Common Anode								
2814	B4	4	Common Cathode								
2815	B5	5	Unconnected Pair								
2817	B7	7	Ring Quad ^[4]								
2818	B8	8	Bridge Quad ^[4]								
281B	B0	B	Single								
281C	B2	C	Series								
281E	B3	E	Common Anode								
281F	B4	F	Common Cathode								
281K	BK	K	High Isolation Unconnected Pair								
281L	BL	L	Unconnected Trio								
Test Conditions				I _R = 10 μA	I _F = 1 mA			V _F = 0 V f = 1 MHz		I _F = 5 mA	

Notes:

- 1. ΔV_F for diodes in pairs and quads in 15 mV maximum at 1 mA.
- 2. ΔC_{TO} for diodes in pairs and quads is 0.2 pF maximum.
- 3. Effective Carrier Lifetime (τ) for all these diodes is 100 ps maximum measured with Krakauer method at 5 mA.
- 4. See section titled “Quad Capacitance.”
- 5. R_D = R_S + 5.2 Ω at 25°C and I_F = 5 mA.

Quad Capacitance

Capacitance of Schottky diode quads is measured using an HP4271 LCR meter. This instrument effectively isolates individual diode branches from the others, allowing accurate capacitance measurement of each branch or each diode. The conditions are: 20 mV R.M.S. voltage at 1 MHz. Avago defines this measurement as “CM”, and it is equivalent to the capacitance of the diode by itself. The equivalent diagonal and adjacent capacitances can then be calculated by the formulas given below.

In a quad, the diagonal capacitance is the capacitance between points A and B as shown in the figure below. The diagonal capacitance is calculated using the following formula

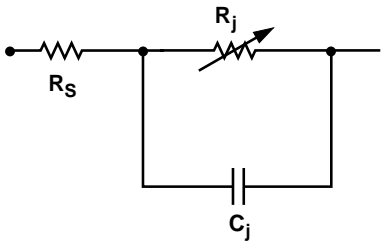
$$C_{\text{DIAGONAL}} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_3 \times C_4}{C_3 + C_4}$$

The equivalent adjacent capacitance is the capacitance between points A and C in the figure below. This capacitance is calculated using the following formula

$$C_{\text{ADJACENT}} = C_1 + \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4}}$$

This information does not apply to cross-over quad diodes.

Linear Equivalent Circuit Model Diode Chip



R_S = series resistance (see Table of SPICE parameters)

C_J = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

$$R_J = \frac{8.33 \times 10^{-5} \text{ nT}}{I_b + I_s}$$

where

I_b = externally applied bias current in amps

I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)

T = temperature, °K

n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

Note:

To effectively model the packaged HSMS-281x product, please refer to Application Note AN1124.

ESD WARNING:

Handling Precautions Should Be Taken To Avoid Static Discharge.

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSMS-281x
B_V	V	25
C_{J0}	pF	1.1
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	E-5
I_S	A	4.8E-9
N		1.08
R_S	Ω	10
P_B	V	0.65
P_T		2
M		0.5

Typical Performance, $T_c = 25^{\circ}\text{C}$ (unless otherwise noted), Single Diode

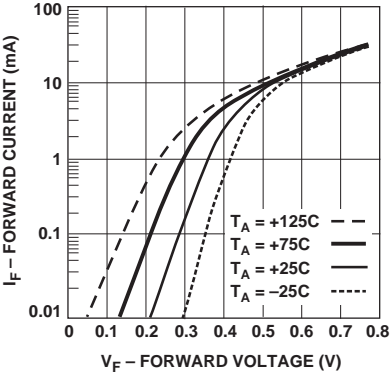


Figure 1. Forward Current vs. Forward Voltage at Temperatures.

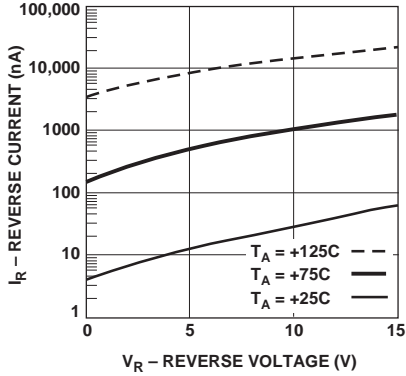


Figure 2. Reverse Current vs. Reverse Voltage at Temperatures.

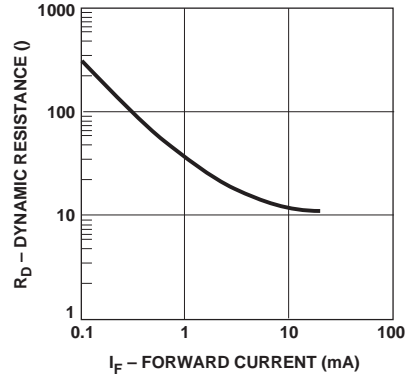


Figure 3. Dynamic Resistance vs. Forward Current.

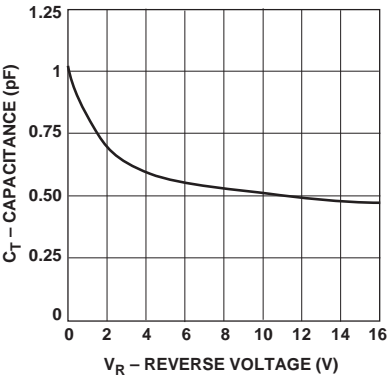


Figure 4. Total Capacitance vs. Reverse Voltage.

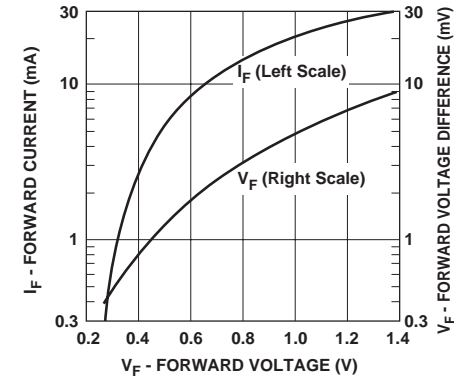


Figure 5. Typical V_f Match, Pairs and Quads.

Applications Information

Introduction — Product Selection

Avago's family of Schottky products provides unique solutions to many design problems.

The first step in choosing the right product is to select the diode type. All of the products in the HSMS-282x family use the same diode chip, and the same is true of the HSMS-281x and HSMS-280x families. Each family has a different set of characteristics which can be compared most easily by consulting the SPICE parameters in Table 1.

A review of these data shows that the HSMS-280x family has the highest breakdown voltage, but at the expense of a high value of series resistance (R_s). In applications which do not require high voltage the HSMS-282x family, with a lower value of series resistance, will offer higher current carrying capacity and better performance. The HSMS-281x family is a hybrid Schottky (as is the HSMS-280x), offering lower 1/f or flicker noise than the HSMS-282x family.

In general, the HSMS-282x family should be the designer's first choice, with the -280x family reserved for high voltage applications and the HSMS-281x family for low flicker noise applications.

Table 1. Typical SPICE Parameters.

Parameter	Units	HSMS-280x	HSMS-281x	HSMS-282x
B_V	V	75	25	15
C_{J0}	pF	1.6	1.1	0.7
E_G	eV	0.69	0.69	0.69
I_{BV}	A	1 E-5	1 E-5	1 E-4
I_S	A	3 E-8	4.8 E-9	2.2 E-8
N		1.08	1.08	1.08
R_s	Ω	30	10	6.0
$P_B (V_J)$	V	0.65	0.65	0.65
$P_T (XTI)$		2	2	2
M		0.5	0.5	0.5

Assembly Instructions

SOT-323 PCB Footprint

A recommended PCB pad layout for the miniature SOT-323 (SC-70) package is shown in Figure 6 (dimensions are in inches). This layout provides ample allowance for package placement by automated assembly equipment without adding parasitics that could impair the performance.

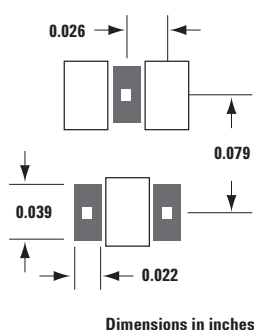


Figure 6. Recommended PCB Pad Layout for Avago's SC70 3L/SOT-323 Products.

Assembly Instructions

SOT-363 PCB Footprint

A recommended PCB pad layout for the miniature SOT-363 (SC-70, 6 lead) package is shown in Figure 7 (dimensions are in inches). This layout provides ample allowance for package placement by automated assembly equipment without adding parasitics that could impair the performance.

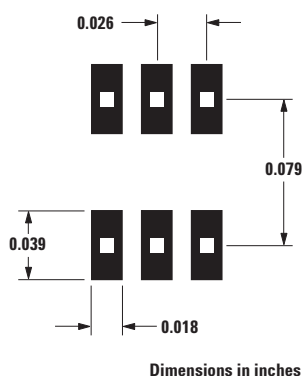


Figure 7. Recommended PCB Pad Layout for Avago's SC70 6L/SOT-363 Products.

SMT Assembly

Reliable assembly of surface mount components is a complex process that involves many material, process, and equipment factors, including: method of heating (e.g., IR or vapor phase reflow, wave soldering, etc.) circuit board material, conductor thickness and pattern, type of solder alloy, and the thermal conductivity and thermal mass of components. Components with a low mass, such as the SOT package, will reach solder reflow temperatures faster than those with a greater mass.

Avago's SOT diodes have been qualified to the time-temperature profile shown in Figure 8. This profile is representative of an IR reflow type of surface mount assembly process.

After ramping up from room temperature, the circuit board with components attached to it (held in place with solder paste) passes through one or more preheat zones.

The preheat zones increase the temperature of the board and components to prevent thermal shock and begin evaporating solvents from the solder paste. The reflow zone briefly elevates the temperature sufficiently to produce a reflow of the solder.

The rates of change of temperature for the ramp-up and cool-down zones are chosen to be low enough to not cause deformation of the board or damage to components due to thermal shock. The maximum temperature in the reflow zone (T_{MAX}) should not exceed 260°C.

These parameters are typical for a surface mount assembly process for Avago diodes. As a general guideline, the circuit board and components should be exposed only to the minimum temperatures and times necessary to achieve a uniform reflow of solder.

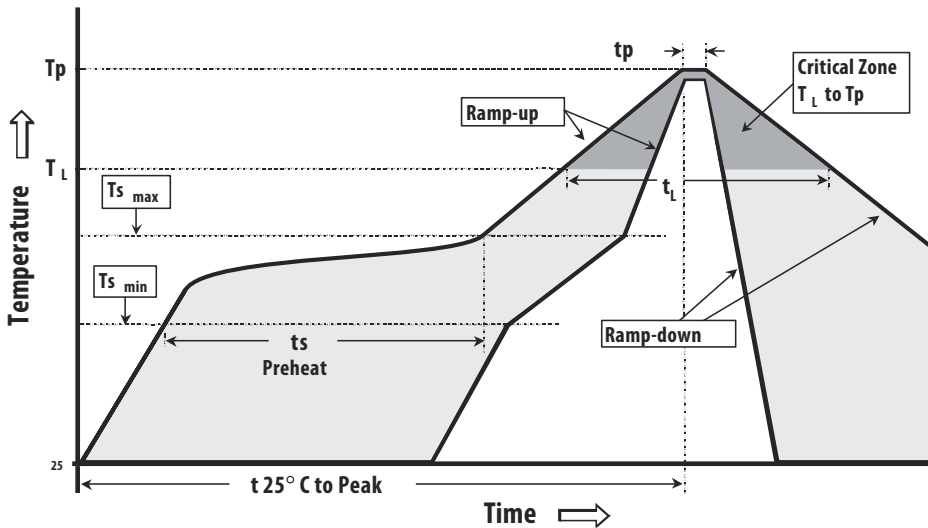


Figure 8. Surface Mount Assembly Profile.

Lead-Free Reflow Profile Recommendation (IPC/JEDEC J-STD-020C)

Reflow Parameter	Lead-Free Assembly	
Average ramp-up rate (Liquidus Temperature ($T_{S(max)}$) to Peak)	3°C/ second max	
Preheat	Temperature Min ($T_{S(min)}$)	150°C
	Temperature Max ($T_{S(max)}$)	200°C
	Time (min to max) (t_s)	60-180 seconds
$T_{S(max)}$ to T_L Ramp-up Rate	3°C/second max	
Time maintained above:	Temperature (T_L)	217°C
	Time (t_L)	60-150 seconds
Peak Temperature (T_p)	260 +0/-5°C	
Time within 5 °C of actual Peak temperature (t_p)	20-40 seconds	
Ramp-down Rate	6°C/second max	
Time 25 °C to Peak Temperature	8 minutes max	

Note 1: All temperatures refer to topside of the package, measured on the package body surface

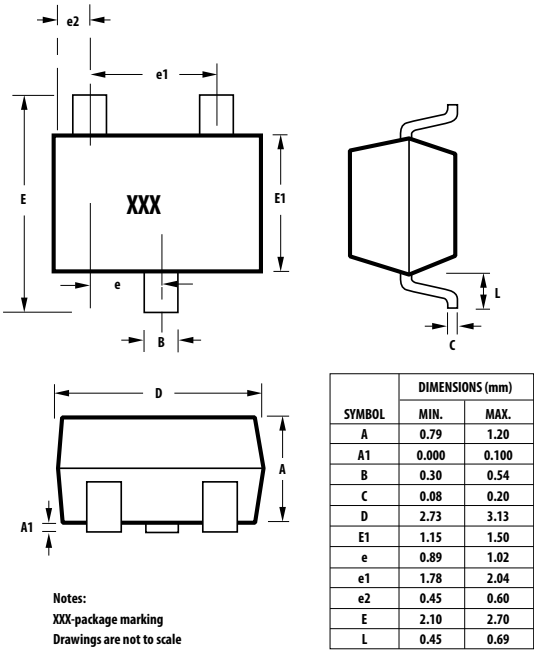
Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
HSMS-281x-TR2G	10000	13" Reel
HSMS-281x-TR1G	3000	7" Reel
HSMS-281x-BLKG	100	antistatic bag

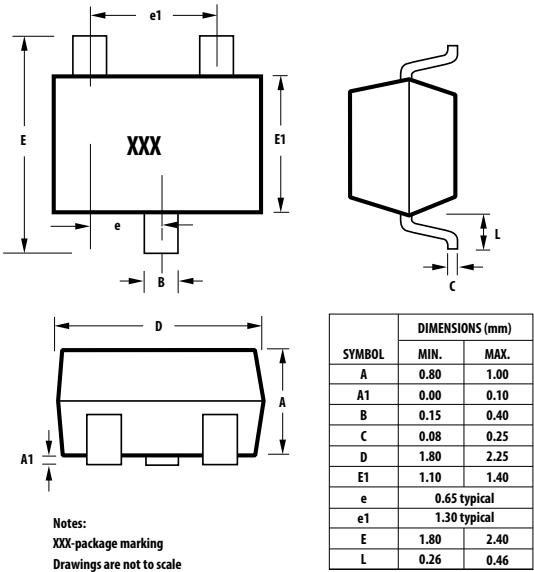
x = 0, 2, 3, 4, 5, 7, 8, B, C, E, F, K, L

Package Dimensions

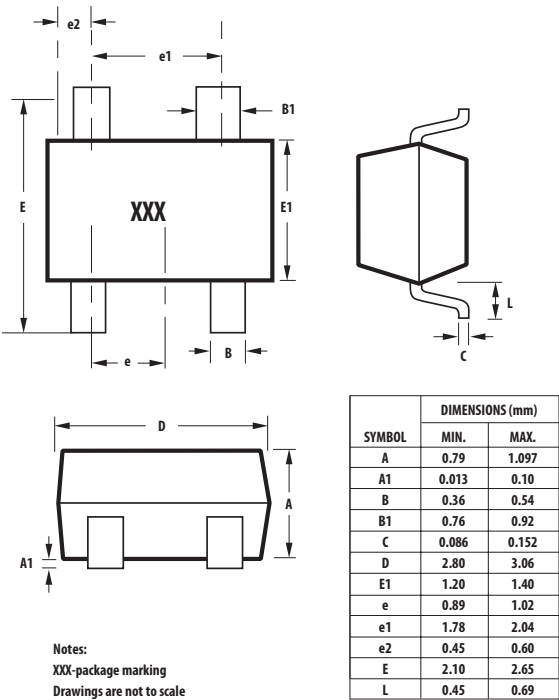
Outline 23 (SOT-23)



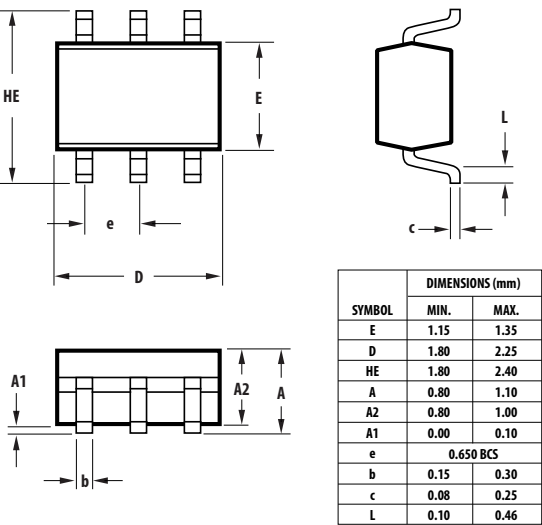
Outline SOT-323 (SC-70 3 Lead)



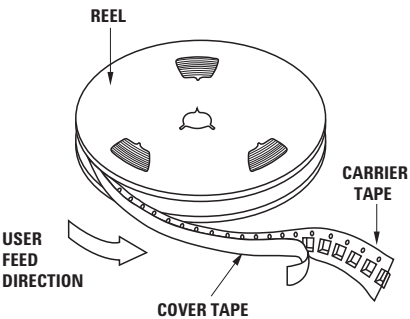
Outline 143 (SOT-143)



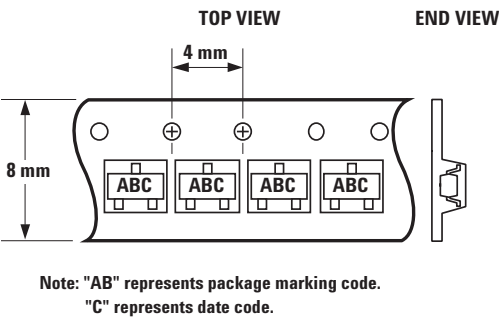
Outline SOT-363 (SC-70 6 Lead)



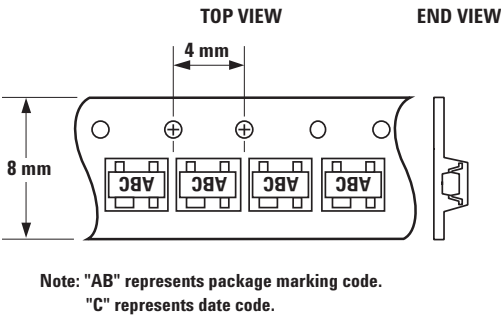
Device Orientation



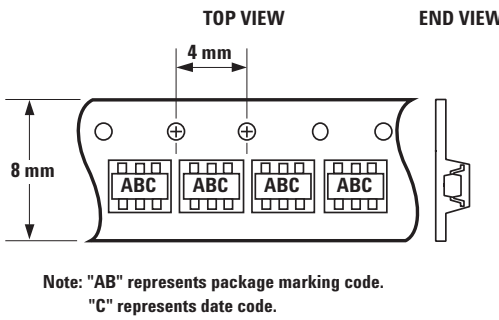
For Outlines SOT-23, -323



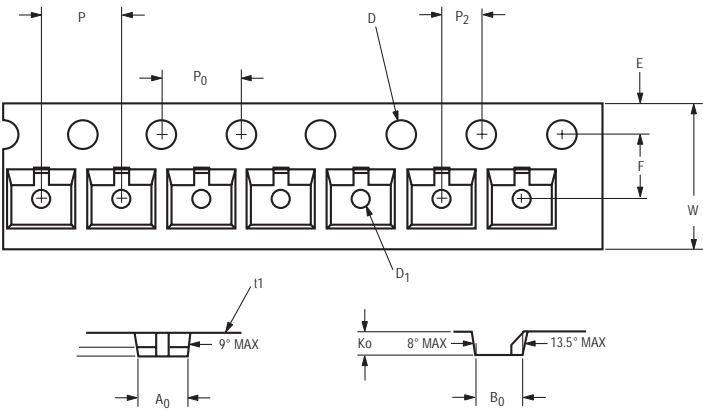
For Outline SOT-143



For Outline SOT-363

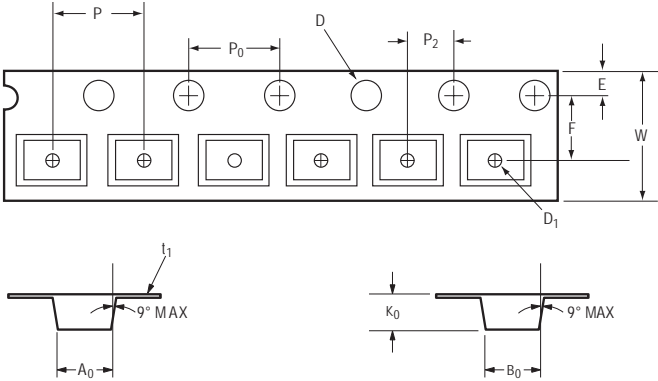


Tape Dimensions and Product Orientation
For Outline SOT-23



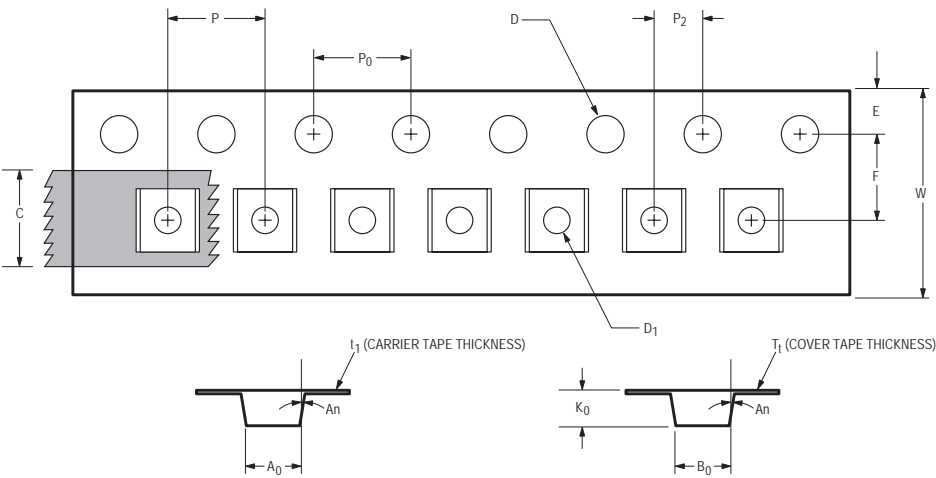
DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	A_0	3.15 ± 0.10	0.124 ± 0.004
	WIDTH	B_0	2.77 ± 0.10	0.109 ± 0.004
	DEPTH	K_0	1.22 ± 0.10	0.048 ± 0.004
	PITCH	P	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	BOTTOM HOLE DIAMETER	D_1	1.00 ± 0.05	0.039 ± 0.002
PERFORATION	DIAMETER	D	1.50 ± 0.10	0.059 ± 0.004
	PITCH	P_0	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	POSITION	E	1.75 ± 0.10	0.069 ± 0.004
CARRIER TAPE	WIDTH	W	$8.00 \pm 0.30 - 0.10$	$0.315 \pm 0.012 - 0.004$
	THICKNESS	t_1	0.229 ± 0.013	0.009 ± 0.0005
DISTANCE BETWEEN CENTERLINE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	F	3.50 ± 0.05	0.138 ± 0.002
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	P_2	2.00 ± 0.05	0.079 ± 0.002

For Outline SOT-143



DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	A_0	3.19 ± 0.10	0.126 ± 0.004
	WIDTH	B_0	2.80 ± 0.10	0.110 ± 0.004
	DEPTH	K_0	1.31 ± 0.10	0.052 ± 0.004
	PITCH	P	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	BOTTOM HOLE DIAMETER	D_1	1.00 ± 0.25	0.039 ± 0.010
PERFORATION	DIAMETER	D	1.50 ± 0.10	0.059 ± 0.004
	PITCH	P_0	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	POSITION	E	1.75 ± 0.10	0.069 ± 0.004
CARRIER TAPE	WIDTH	W	$8.00 \pm 0.30 - 0.10$	$0.315 \pm 0.012 - 0.004$
	THICKNESS	t_1	0.254 ± 0.013	0.0100 ± 0.0005
DISTANCE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	F	3.50 ± 0.05	0.138 ± 0.002
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	P_2	2.00 ± 0.05	0.079 ± 0.002

Tape Dimensions and Product Orientation
For Outlines SOT-323, -363



DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	A ₀	2.40 ± 0.10	0.094 ± 0.004
	WIDTH	B ₀	2.40 ± 0.10	0.094 ± 0.004
	DEPTH	K ₀	1.20 ± 0.10	0.047 ± 0.004
	PITCH	P	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	BOTTOM HOLE DIAMETER	D ₁	1.00 ± 0.25	0.039 ± 0.010
PERFORATION	DIAMETER	D	1.55 ± 0.05	0.061 ± 0.002
	PITCH	P ₀	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	POSITION	E	1.75 ± 0.10	0.069 ± 0.004
CARRIER TAPE	WIDTH	W	8.00 ± 0.30	0.315 ± 0.012
	THICKNESS	t ₁	0.254 ± 0.02	0.0100 ± 0.0008
COVER TAPE	WIDTH	C	5.4 ± 0.10	0.205 ± 0.004
	TAPE THICKNESS	T ₁	0.062 ± 0.001	0.0025 ± 0.00004
DISTANCE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	F	3.50 ± 0.05	0.138 ± 0.002
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	P ₂	2.00 ± 0.05	0.079 ± 0.002
ANGLE	FOR SOT-323 (SC70-3 LEAD)	A _n	8 °C MAX	
	FOR SOT-363 (SC70-6 LEAD)		10 °C MAX	

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site: www.avagotech.com

Avago, Avago Technologies, and the A logo are trademarks of Avago Technologies in the United States and other countries.
Data subject to change. Copyright © 2005-2009 Avago Technologies. All rights reserved. Obsoletes 5989-4021EN
AV02-1367EN - May 29, 2009



Bibliografía

- [1] A European strategic energy technology plan (SET-plan). *Communication from the Commission to the Council, the European Parliament, the European Economic and Social Committee and the Committee of the Regions*.
- [2] Real decreto 1066/2001, de 28 de septiembre, por el que se aprueba el reglamento que establece condiciones de protección del dominio público radioeléctrico, restricciones a las emisiones radioeléctricas y medidas de protección sanitaria frente a emisiones radioeléctricas. *Ministerio de la presidencia*.
- [3] Ieee standard definitions of terms for antennas. *IEEE Std 145-1993*, pages 1–32, July 1993.
- [4] *Analysis of the Modified-Greinacher Rectifier*, pages 17–35. Springer US, Boston, MA, 2007.
- [5] IEEE standard for information technology–telecommunications and information exchange between systems local and metropolitan area networks–specific requirements part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications. *IEEE Std 802.11-2012 (Revision of IEEE Std 802.11-2007)*, pages 1–2793, March 2012.
- [6] Wideband transmission systems; data transmission equipment operating in the 2,4 ghz ISM band and using wide band modulation techniques; harmonised standard covering the essential requirements of article 3.2 of directive 2014/53/eu. *ETSI EN 300 328 v2.1.1*, 2016.
- [7] Constantine A. Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. Hoboken (New Jersey), 3rd edition, 2005.
- [8] Joseph J. Carr. Chapter 10 - yagi beam antennas. In Joseph J. Carr, editor, *Antenna Toolkit (Second Edition)*, pages 195 – 202. Newnes, Oxford, second edition edition, 2001.
- [9] Computer Simulation Technology. www.cst.com/products/csts2.
- [10] Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF). Notas de utilización nacional (UN). <http://www.minetad.gob.es/telecomunicaciones/Espectro/Paginas/CNAF.aspx>, 2013.
- [11] Manual de Insolación de Placas Fotosensibles IEEE Universidad de Valencia. http://ieee.uv.es/public-tutoriales/insoladora/manual_insolacion.
- [12] Tatsuo Itoh. *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*. Wiley, New York [etc.], 1989.
- [13] O. Kramer, T. Djerafi, and Ke Wu. Vertically multilayer-stacked yagi antenna with single and dual polarizations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(4):1022–1030, 2010.
- [14] Veronique Kuhn, Cyril Lahuec, Fabrice Seguin, and Christian Person. A multi-band stacked RF energy harvester with RF-to-DC efficiency up to 84. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(5):1768–1778, 2015.
- [15] Libro de la Energía. http://www.minetad.gob.es/energia/balances/balances/librosenergia/energia_2015.pdf.
- [16] Ministerio de Energía, Turismo y Agenda Digital. <http://www.minetad.gob.es>.

- [17] National Instruments. <http://www.awrcorp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office>.
- [18] Code of Federal Regulations. volume 47. Telecommunications, chapter 15. Radio Frequency Devices. 2015.
- [19] D.M Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [20] A. M. Shire, N. Abdullah, and E. Mohd. Design of rectenna for wireless energy harvesting. In *2016 IEEE Student Conference on Research and Development (SCOReD)*, pages 1–4, Dec 2016.
- [21] International Telecommunication Union. volume 5. Frequency Allocations, chapter 150. 2011.